

图灵电子与电气工程丛书

TD-SCDMA及其增强和演进技术

王亚峰　等编著
杨大成　审　校



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

TURING 图灵电子与电气工程丛书

TD-SCDMA
及其增强和演进技术

王亚峰　等编著
杨大成　审　校

人民邮电出版社
北　京

图书在版编目（CIP）数据

TD-SCDMA及其增强和演进技术/王亚峰等编著．
—北京：人民邮电出版社，2009.9
（图灵电子与电气工程丛书）
ISBN 978-7-115-21197-2

I. T… II. 王… III. 码分多址－移动通信－通信系统 IV. TN929.533

中国版本图书馆CIP数据核字（2009）第133408号

内 容 提 要

TD-SCDMA是世界上第一个采用时分双工方式和智能天线技术的公共陆地通信系统，是我国首次提出并被国际认可的完整通信系统标准。本书全面反映了TD-SCDMA技术的发展历程、设计理念及最新成果，内容覆盖TD-SCDMA各个方面，包括TD-SCDMA高速链路分组接入、HSDPA/HSUPA的演进等3G的最新概念，详尽实用，是一本难得的TD-SCDMA教材及技术参考书。

本书适合作为高等院校通信等相关专业研究生教材，也可供通信领域的工程技术人员参考。

图灵电子与电气工程丛书

TD-SCDMA及其增强和演进技术

◆ 编　著　王亚峰　等
审　校　杨大成
责任编辑　朱　巍

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街14号
邮编　100061　电子函件　315@ptpress.com.cn
网址　http://www.ptpress.com.cn
北京艺辉印刷有限公司印刷

◆ 开本：787×1092　1/16
印张：27
字数：722千字　2009年9月第1版
印数：1-3 000册　2009年9月北京第1次印刷
ISBN 978-7-115-21197-2/TN

定价：49.00元

读者服务热线：（010）51095186　印装质量热线：（010）67129223
反盗版热线：（010）67171154

前　　言

随着我国 3G 牌照的发放，第三代移动通信系统正式走入了普通老百姓的生活。3G 对普通消费者来说也不再那么神秘，它其实就是指的第三代移动通信系统，主要包括 WCDMA、TD-SCDMA 和 CDMA2000 这 3 种不同的制式。与大家所熟知的第二代移动通信系统（2G）相比，3G 具有更高的频谱效率、更高的传输速率，从而可以支持更丰富的业务类型。其中 TD-SCDMA 是由中国首次提出的国际移动通信标准，该标准采用 TDD（时分双工）模式和智能天线等先进技术，是低码片速率的同步 CDMA 系统。

与其他第三代移动通信系统相比，TD-SCDMA（Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access，时分同步的码分多址）技术具有较为明显的特征。相对于采用 FDD（频分双工）模式的 WCDMA 和 CDMA2000，采用 TDD 模式的 TD-SCDMA 更适合于非对称的数据业务。TD-SCDMA 可以根据业务需求调整子帧中上下行链路的时隙转换点，从而合理配置上下行资源，灵活适应非对称业务的需求。此外，TD-SCDMA 系统还采用了联合检测、智能天线、上行同步和接力切换等先进技术，有效地提高了频谱效率。相比于 WCDMA 和 CDMA2000，TD-SCDMA 起步较晚。TD-SCDMA 的第一个版本为 R4，R5 版本在接入网侧增加了 HSDPA 功能，R6 版本针对 MBMS 业务进行了优化，在 R7 版本中增加了 HSUPA 功能。TD-SCDMA 进一步的演进是 LTE（Long Term Evolution）的 TDD 模式，在国内也被称作 TD-LTE。

在 3G 时代，运营商之间的竞争已经不再是同一技术体制下不同运营模式的竞争，而是整个产业链的竞争。产业链的发展水平决定了技术标准的最终发展。从 2004 年和 2005 年的产业化专项技术试验，到 2006 年的规模网络技术应用试验及 2007 年的扩大规模网络技术应用试验，直到 2008 年 4 月 1 日起的 TD-SCDMA 社会化业务测试和试商用，TD-SCDMA 的产业链在逐渐发展壮大。目前，系统、芯片、终端、软件及专用仪表等关键环节基本上都具备了多厂家供货能力，形成了完整的产业链。截至 2008 年底，中国国内 TD-SCDMA 网络的 3G 用户已达 41.9 万。虽然网络尚未完善，部分功能仍有待开发，但是 TD-SCDMA 技术已经展现了其巨大的市场潜力。

本书主要面向有一定移动通信技术背景、初步接触 TD-SCDMA 的移动通信工程师以及对 TD-SCDMA 感兴趣的业内人士和广大学生。本书从网络结构、系统接口、信令流程、无线资源管理、TD-SCDMA 的增强和演进技术、干扰分析、网络规划以及终端入网测试等多个方面对 TD-SCDMA 进行了较为全面的阐述。作者希望在展示 TD-SCDMA 各个版本不断发展的过程中，通过对相关技术的分析，使读者能够理解标准演进的技术背景。

全书共 13 章。第 1 章为概述，简要介绍了第三代移动通信系统发展现状、TD-SCDMA 发展历程以及技术特点；第 2 章介绍了 TD-SCDMA 的网络结构，TD-SCDMA 技术的引进对原有网络架构的影响以及 TD-SCDMA 核心网的组成和结构；第 3 章阐述了 Iu、Iub、Iur 等接入网接口的结构和功能；第 4 章重点讨论接入网接口中最重要、最具特点的空中接口；第 5 章重点讨论了 TD-SCDMA 系统的通信事件以及信令流程；第 6 章详细介绍了 TD-SCDMA 中使用的联合检测、动态信道分配、智能天线等关键技术；第 7 章阐述了 TD-SCDMA 系统中应用的无线资源管理算法；第 8 章详细介绍了 TD-SCDMA 下行增强技术——HSDPA；第 9 章详细介绍了 TD-SCDMA 上行增强技术——HSUPA；第 10 章阐述了 TD-SCDMA 的下一步演讲技术 LTE；

第 11 章分析了 TD-SCDMA 系统下的干扰环境并介绍了不同的干扰分析方法；第 12 章全面介绍了 TD-SCDMA 网络规划的目标、方法以及流程；第 13 章则重点介绍了终端的入网测试，只有通过测试的终端才能取得入网许可证。

本书由北京邮电大学无线通信中心无线理论与技术实验室的研究人员编写完成，是作者多年从事 TD-SCDMA 及其演进和增强技术研究和开发的成果总结。本书第 1 章、第 13 章由王亚峰编写，第 2 章由路淼、崔亚楠编写，第 3 章、第 6 章由祁建纲、王亚峰编写，第 4 章由王磊、于千编写，第 5 章、第 11 章由张京、乔金剑编写，第 7 章、第 10 章由李中年、王亚峰编写，第 8 章、第 9 章由郑毅、王亚峰编写，第 12 章由崔亚楠、王亚峰编写。全书由王亚峰副教授统稿，博士生导师杨大成教授审定。在本书的编写过程中，工业和信息化部电信研究院的李传峰高工对本书的内容提出了很好的建议，在此表示诚挚的感谢。

由于作者水平有限，加上时间仓促，书中难免有不妥之处，敬请各位专家、同仁批评斧正。



目　　录



第1章　概　　述

1999年11月初，伴随芬兰赫尔辛基国际电联大会帷幕的徐徐落下，由大唐集团代表中国提交的TD-SCDMA技术，与美国提交的CDMA 2000技术、欧洲提交的WCDMA技术一起被列为第三代移动通信系统候选技术方案。虽然它们都是基于CDMA技术的，但CDMA 2000和WCDMA采用的是FDD双工方式，而TD-SCDMA采用的是TDD双工方式。由于TDD系统上下行信道特性的对称性，TD-SCDMA可以采用多项不同于FDD系统的关键技术，如智能天线、上行同步、联合检测、动态信道分配等。

2000 年 5 月，在土耳其伊斯坦布尔召开的国际电联全会上，经投票表决，TD-SCDMA 被正式列为国际 3G 三大主流标准之一。这一中国人拥有自主知识产权的 3G 技术解决方案，是中国电信发展史上具有里程碑意义的重大突破。

1.1　第三代移动通信系统简介

自 20 世纪 80 年代以来，移动通信技术在全球范围内迅速发展。据总部设在日内瓦的国际电信联盟的报告称，截至 2008 年年底，全球手机注册用户已经达到 41 亿，普及率为 61.1%[1]。而国家发展和改革委员会高技术产业司发布的“2008 年我国电话用户发展情况”报告显示，截至 2008 年年底，我国移动电话总数约为 6.41 亿部[2]，普及率为 48.5%。据国外媒体报道，市场调研机构 MIC 公布最新调查数据显示，预计到 2012 年全球手机用户将达到 45 亿，手机的普及率将上升至 64.7%。第三代移动通信技术在全球主要国家将开始普及。

移动通信在经历了第一代模拟移动通信系统和第二代数字移动通信系统之后，现在又进入了一个新的发展时期，即人们普遍关注的第三代移动通信系统（3G）。

第一代移动通信系统是模拟移动通信系统。从 20 世纪 40 年代中期到 70 年代中期，主要提供公用汽车电话业务，采用大区制，可以实现人工交换与公众电话网的接续。20 世纪 60 年代中期开始进行自动交换与公众电话网的接续，并且由于频率合成器的出现，信道间隔变小，信道数量增加。从 20 世纪 70 年代中期到 90 年代初期，主要解决在用户增加而频道有限的情况下如何提高频谱利用率的问题。开始是贝尔实验室提出了蜂窝系统概念，解决了频率复用的问题，进而发展了小区制大容量系统。20 世纪 80 年代，大规模集成电路技术及计算机技术的发展突飞猛进，长期难以解决的移动通信终端小型化的问题得到了初步解决，这又给移动通信的发展打下了一次基础。于是，美国提出了基于小区制的第一个蜂窝通信系统——AMPS 系统，这在移动通信发展历史上具有里程碑的意义。随后，欧洲各国和日本都开发了各自的蜂窝移动通信网络。具有代表性的有欧洲的 TACS、北欧的 NMT-450/900、德国的 C-450/900 和日本的 NTT 等。第一代模拟系统主要建立在频分多址（FDMA）接入和蜂窝频率复用的理论基础上，在商业上取得了巨大成功。它的主要问题是：所支持的业务单一（主要是语音），频谱利用率低，无法与固定网向数字化推进相适应，不能漫游，保密性差，等等。

由于第一代模拟移动通信系统存在的缺陷和市场对移动通信容量的巨大需求，又加上语音数字处理技术的日益成熟，第二代数字移动通信系统渐渐发展起来。20 世纪 80 年代初期，欧洲电信管理部门成立了一个称为 GSM 移动特别小组的专题小组，来研究和发展泛欧各国统一的数字移动通信系统技术规范。1988 年确定了采用以时分多址（TDMA）为多址技术的主要建

议与实施计划，1990 年开始试运行，然后进行商用，到 1993 年中期已经取得了相当大的成功，吸引了全世界的注意，现已成为世界上最大的移动通信网。美国于 1990 年确定了采用以 TDMA 为多址技术的数模兼容的数字移动通信系统 D-AMPS。1992 年美国高通公司发展了基于 CDMA 技术的 IS-95 数字移动通信系统。该系统不仅数模兼容，而且系统容量是模拟系统的 20 倍，数字 TDMA 系统的 4 倍。日本于 1993 年发展了自成一体的采用 TDMA 为多址技术的数字移动通信系统 JDC[3]。虽然第二代数字移动通信系统较第一代模拟移动通信系统有很大的改进，比如有较高的频谱效率、良好的语音质量及保密性等，但也存在许多问题。例如，没有统一的国际标准，不能满足移动通信容量的巨大需求，不能经济地提供高速数据和多媒体业务，不能有效支持因特网业务等。

第一代移动通信系统为人们开辟了移动通信的崭新天地，第二代移动通信系统则让普通人享受到移动通信的方便和益处。然而，在第二代数字移动通信系统中，通信标准的无序性所产生的百花齐放局面，在极大地促进了移动通信前期局部性高速发展的同时，也严重制约了移动通信后期全球性的进一步开拓，即包括不同频带利用在内的多种通信标准并存局面，使得“全球通”漫游业务很难真正实现，同时现有带宽也无法满足信息内容和数据类型日益增长的需要。随着人们物质文化生活水平的进一步提高，对移动通信业务的需求也越来越大，目前的第二代移动通信系统在容量和业务能力方面均不能满足社会的巨大需求，因此，第二代移动通信系统必将被第三代移动通信系统所取代。

同时，第二代移动通信所投入的巨额软硬件资源和已经占有的宠大市场份额决定了第三代移动通信只能与第二代移动通信在系统方面兼容地平滑过渡，同时也就使得第三代移动通信标准的制定显得复杂多变，难以确定。

第三代移动通信系统在 1985 年由国际电信联盟（ITU）提出，当时被称为未来公众陆地移动通信系统（FPLMTS）。1991 年 ITU-R 成立 TG8/1 任务组，负责 FPLMTS 标准制定工作，1992 年 ITU 召开世界无线电行政大会（WARC），对 FPLMTS 的频谱进行划分，将 1885～2025 MHz 和 2110～2200 MHz 共 230MHz 的频段分配给 FPLMTS。1994 年 ITU-T 和 ITU-R 正式携手研究 FPLMTS，ITU-T 负责网络方面的工作，ITU-R 负责无线接口方面的标准化工作。1996 年 FPLMTS 更名为 IMT-2000，意思是该系统使用 2000 MHz 左右频段，提供业务速率高达 2000 kbit/s，计划在 2000 年左右试运行。

根据 IMT-2000 系统的基本标准，第三代移动通信系统主要由 4 个功能子系统构成，分别是核心网（CN）、无线接入网（RAN）、移动台（MT）和用户识别模块（UIM），且基本对应于 GSM 系统的交换子系统（SSS）、基站子系统（BSS）、移动台（MS）和 SIM 卡 4 部分。其中核心网和无线接入网是第三代移动通信系统的重要内容，也是第三代移动通信标准制定中最难实现的技术内容。

按照当时的设想，第三代移动通信系统应该具有以下特点。

（1）可在全球范围覆盖和使用，可与固定网络业务及用户互连，无线接口的类型尽可能少，具有高度兼容性。

（2）具有与固定通信网络相比拟的高话音质量和高安全性。

（3）具有在本地采用 2 Mbit/s 高速率接入和在广域网采用 384kbit/s 接入速率的数据率分段使用功能。

（4）具有在 2 GHz 左右的高效频谱利用率，且能最大程度地利用有限带宽。

（5）移动终端可连接地面网和卫星网，可移动使用和固定使用，可与卫星业务共存和互连。

（6）能够处理包括因特网和视频会议、高数据率通信和非对称数据传输在内的分组和电路

交换业务。

(7) 支持分层小区结构，也支持包括用户向不同地点通信时浏览因特网的多种同步连接。

(8) 语音只占移动通信业务的一部分，大部分业务是非语音数据和视频信息。

(9) 一个共用的基础设施，可支持同一地方的多个公共的和专用的运营公司。

(10) 手机体积小、重量轻，具有真正的全球漫游能力。

(11) 具有根据数据量、服务质量和使用时间，而不是以距离为收费参数的新收费机制。

1997 年初，ITU 要求在 1998 年 6 月 30 日前提交候选的 IMT-2000 无线接口技术方案。为了能够在第三代移动通信标准的竞赛中取得领先地位和技术先机，为了取得第三代移动通信系统的数万亿美元的巨大市场，各个国家、地区、公司和标准化组织，都纷纷基于这些要求提出了自己的技术标准。到 1998 年 6 月 30 日标准征集截止日期，ITU 共收到欧洲的 UTRA 和 E-DECT，北美的 CDMA 2000、UWC136 和 WIMS，日本的 WCDMA，韩国的 CDMA1 和 CDMA2，中国的 TD-SCDMA 等共计 10 个公众陆地移动通信系统标准。然后，ITU 开始了对这 10 个候选标准的技术评估和融合。

评估结果显示，中国的 TD-SCDMA 方案完全满足国际电联对第三代移动通信的基本要求。在所有提交的标准提案中，它是唯一采用智能天线技术、上行同步等先进技术的系统，具有明显的技术优势。更重要的是，中国的标准一旦被采用，将会改变我国以往在移动通信技术方面受制于人的被动局面。在经济方面，可减少昂贵的国外专利提成费，为国家带来巨大的经济利益；在市场方面，会彻底改变过去只有运营市场没有产品市场的畸形布局，从而使我国获得与国际同步发展移动通信的平等地位。我国在第一代和第二代移动通信系统标准中都是空白的，现在提出的 TD-SCDMA 系统能作为国际第三代移动通信系统的主流标准，是我国移动通信历史上的重大突破，标志着我国在国际移动通信技术领域已经占有一席之地。

虽然 ITU 在第三代移动通信系统标准的发展过程中起着积极的推进作用，但是，ITU 的建议并不是完整的规范；它主要负责标准的发布和管理工作，而标准的技术细节主要由 3GPP 和 3GPP2 两个国际组织根据 ITU 的建议进一步完成。3GPP 和 3GPP2 的标准化对应工作如图 1-1 所示。3GPP 是由欧洲的 ETSI、日本的 ARIB、美国的 T1、韩国的 TTA 和中国的 CWTS 为核心成员发起的，3GPP 制定 WCDMA 和 TD-SCDMA 的标准细节，其特点是主要基于 GSM-MAP 核心网。3GPP2 是由美国的 TIA、日本的 ARIB、韩国的 TTA 和中国的 CWTS 为核心成员发起的，3GPP2 制定 CDMA 2000 的标准细节，主要是基于 ANSI-41 核心网[4]。目前，3GPP 和 3GPP2 两个标准组织也在积极地进行兼容和互连互通接口工作[5]。

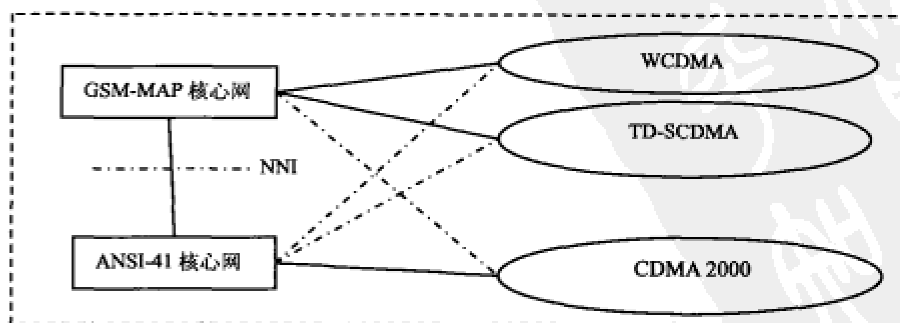


图 1-1 3GPP 和 3GPP2 的标准化对应工作

负责 WCDMA 和 TD-SCDMA 标准细节的 3GPP，从 1998 年成立以后，由于通信公司、研

究机构等各成员的努力，完成了大量的技术规范，已经发布了 R99 和 R4 至 R8 的 6 个标准版本，并与 GSM 系统标准结合，形成了一个统一的整体，这为第三代移动通信网络的平滑演进和业务的逐步开展奠定了很好的基础。

1.2 第三代移动通信主流技术的比较

3G 为 3rd Generation 的缩写，意即第三代移动通信技术。自问世至今，手机经历了第一代模拟制式手机（1G）和第二代 GSM、CDMA 等数字手机（2G），而当前通信运营商和终端产品制造商倡导的 3G 是指将无线通信与因特网等多媒体通信结合的新一代移动通信系统。它能够处理图像、语音、视频流等多种媒体形式，提供包括网页浏览、电话会议、电子商务等多种信息服务，为手机融入多媒体元素提供强大的支持。

第三代通信系统的主要目标定位于实时视频、高速多媒体和移动因特网访问业务。利用先进的空中接口技术、分组交换技术，再加上对频谱的高效利用，是可以实现上述业务的。高数据容量可使移动用户与因特网更贴近。除了增加一定的技术复杂性外，基于 ATM 或 IP 技术的网络通信将会极大降低话音、数据业务的成本。

3G 技术的标准即为 ITU 确定的 WCDMA、CDMA 2000 和 TD-SCDMA3 个主流 3G 标准。

WCDMA（Wideband CDMA，宽带码分多址）是由 GSM 网络发展出来的 3G 技术规范，其支持者主要是以 GSM 系统为主的欧洲厂商，包括欧美的爱立信、诺基亚、朗讯、北电以及日本的 NTT、富士通、夏普等厂商。这套系统能够架设在现有的 GSM 网络上，对于系统提供商而言可以较方便地过渡，GSM 系统相当普及的亚洲对这套新技术的接受度会比较高。因此，WCDMA 具有先天的市场优势。目前 WCDMA 网络在世界上的运营已经比较成功。

在技术上，WCDMA 主要采用了带宽为 5MHz 的宽带 CDMA 技术，上、下行快速功率控制，下行发射分集，基站间可以异步操作。

CDMA 2000 是在 IS-95 系统的基础上由美国高通公司为主导提出，摩托罗拉、朗讯和韩国三星都已参与。CDMA 2000 是 3 个 3G 标准中技术成熟最早的。受限于产业链的发展水平，其用户市场份额从 2007 年底的 12.3%下降到 2008 年 6 月底的 12.1%，但用户数仍然保持增长。而 WCDMA 用户市场份额从 2007 年底的 4.4%上升到 2008 年 6 月底的 6.8%。

CDMA 2000 技术的选择和设计最大限度地考虑和 IS-95 系统的后向兼容，很多基本参数和特性都是相同的，并在无线接口采用了增强技术。例如，提供反向导频信道，使反向相干解调成为可能；前向链路可采用发射分集方式，提高了信道的抗衰落能力，增加了前向快速功率控制，提高了前向信道的容量；业务信道可采用 Turbo 码，使容量进一步提高，引入了快速寻呼信道，减少了移动台功耗，增加了移动台的待机时间等。

TD-SCDMA（Time Division-Synchronous CDMA）标准将智能无线、同步 CDMA、软件无线电、联合检测和接力切换等当今国际领先技术融于其中。由于中国国内庞大的市场，该标准受到主要电信设备厂商的重视。核心网设备方面，所有 3GPP 的系统厂商都支持 TD-SCDMA。在终端方面，三星、LG、摩托罗拉目前已经推出了 TD-SCDMA 手机，诺基亚也计划于 2009 年底推出自己的 TD-SCDMA 手机。在全球前 5 大手机厂商中只有索尼爱立信对于是否介入 TD 还处于“研究”阶段。在中国移动的前两期招标中，国内厂商的市场份额占绝对优势，因此 TD-SCDMA 标准对于中国移动通信产业实为一大机遇。

WCDMA 和 CDMA 2000 都是采用 FDD 模式，而 TD-SCDMA 采用的是 TDD 模式。TDD 模式本身固有的特点突破了 FDD 技术的很多限制，如上、下行工作于同一频段，不需要大段的

连续对称频段，等等，在频率资源日益紧张的今天，这一点尤显重要。这样，基站端的发射机可以根据在上行链路获得的信号来估计下行链路的多径信道的特性，便于使用智能天线等先进技术；同时能够简单方便地适应于第三代移动通信传输上、下行非对称数据业务的需要，提高系统频谱利用率。这些优势都是 FDD 系统难以实现的。因此，随着技术的发展，国际上对使用 TDD 的 CDMA 技术日益关注。

此外，TD-SCDMA 综合了 TDD 和 CDMA 的所有技术优势，具有灵活的空中接口，并采用了智能天线、联合检测等先进技术，具有相当高的技术性。

表 1-1 对 WCDMA、TD-SCDMA 和 CDMA 2000 的主要技术性能进行了比较[6]。其中仅有 TD-SCDMA 方式使用了智能天线、联合检测和同步 CDMA 等先进技术，所以在系统容量、抗干扰能力方面具有突出的优势。

表 1-1 三种主流第三代移动通信系统标准的主要技术性能

	WCDMA	CDMA 2000	TD-SCDMA
载频间隔	5 MHz	1.25 MHz	1.6 MHz
码片速率	3.84 Mchips/s	1.2288 Mchips/s	1.28 Mchips/s
帧长	10 ms	20 ms	10 ms（分为两个子帧）
基站同步	不需要	需要	需要
功率控制	快速功控：上、下行 1500 Hz	反向：800 Hz，前向：慢速、快速功控	0~200 Hz
下行发射分集	支持	支持	支持
频率间切换	支持，可用压缩模式测量	支持	支持，可用空闲时隙测量
检测方式	相干解调	相干解调	联合检测
信道估计	公共导频	前向、反向导频	DwPCH、UpPCH、中间码
编码方式	卷积码，Turbo 码	卷积码，Turbo 码	卷积码，Turbo 码
智能天体	不支持	不支持	支持
同步 CDMA	不支持	不支持	支持

三种主流技术相比较而言，TD-SCDMA 具有较明显的优势，主要体现在频率安排灵活、组网灵活、频谱利用率高、设备成本低等方面。

1.3 TD-SCDMA 的发展历程

到目前为止，TD-SCDMA 的发展历程大致分为以下 5 个阶段。

1. *准备阶段*

1995 年到 1998 年 6 月。1995 年 11 月，原邮电部电信科学技术研究院和 Cwill 公司合资成立了北京信威通信技术股份有限公司（简称信威公司），以电信科学技术研究院李世鹤博士、陈卫博士、徐广涵博士等为首的科研人员承担了国家九五重大科技攻关项目——基于 SCDMA 的无线本地环路（WLL）系统研制，中国的 3G 标准 TD-SCDMA 开始孕育。项目于 1997 年底通过国家验收，后获国家科技进步一等奖。原邮电部批准在此基础上按照 ITU 对照第三代移动通信系统的要求形成我国第三代移动通信系统（TD-SCDMA）RTT 标准的初稿。1998 年 6 月 30 日，大唐电信集团的前身电信科学技术研究院，将代表中国提出的 TD-SCDMA 标准提交给 ITU。

2. *标准确立阶段*

1998 年 6 月到 2000 年 5 月。该阶段从 TD-SCDMA 第三代移动通信系统 RTT 标准的初稿提交开始。ITU 于 1998 年 11 月召开会议通过 TD-SCDMA 成为 ITU 的 10 个公众陆地第三代移

动通信系统候选标准之一。之后，TD-SCDMA 在国际上引起强烈反响，得到西门子等知名公司的重视和支持。同时，重庆邮电学院通过原信息产业部立项，启动了与 TD-SCDMA 第三代移动通信系统 RTT 技术配合的核心网技术研究，并向 ITU 提交了 3 份协议草案，其中基于直接归属命令的 VHE 业务控制规程被 ITU 采纳，写入 ITU Q.1721/Q.FIF 标准中。1999 年 4 月，李世鹤博士率领电信科学研究院和重庆邮电学院的 6 位技术人员到德国西门子公司讨论 TDD 标准融合与系统设计问题，并开始了 TD-SCDMA 的技术验证准备。其后，在原信息产业部领导下，通过电信科学技术研究院、中国移动、中国联通、中国电信、重庆邮电学院和西门子公司等在一系列国际标准会议上的艰苦努力，1999 年 11 月 5 日，3G 技术委员会主席宣布中国提出的标准写入了建议书，这意味着 TD-SCDMA 成为国际标准已成定局。2000 年 5 月，在土耳其召开的国际电联全会上，经投票表决，由中国大唐集团提出的 TD-SCDMA 系统，与欧洲提出的 WCDMA 和美国提出的 CDMA 2000 被正式列为国际 3G 三大标准之一。

3. *技术验证阶段*

2000 年 5 月到 2002 年 2 月。1999 年第四季度，电信科学研究院成立了专门的 TDD 开发部，负责开发 TSM（基于 GSM 核心网的 TD-SCDMA 标准）设备，在基站开发方面与西门子公司合作，在测试终端开发方面与重庆邮电学院合作。2001 年 3 月基站和测试终端先后开发完成，实现了语音呼叫，其后大唐和西门子公司对基站改进升级，2001 年 7 月重庆邮电学院也在重庆开始独立开发 TSM 终端。2001 年 10 月 25 日，国家颁布了 3 个 3G 标准的 TDD 频段，分布在 1880~1920 MHz、2010~2025 MHz、2300~2400 MHz，共 155 MHz。其中，1900~1920 MHz 和 2010~2025 MHz 正是国际电联确定的全球 3G 通信核心频段。TD-SCDMA 的研发一直受到国家的高度重视，先后被列为国家科技部“863”项目、信息产业部重大科技攻关项目和移动通信专业项目及国家计委“十五”产业化示范工程项目和北京市科委科技计划项目，并于 2002 年 1 月以最优等级通过了中国第三代移动通信系统研究开发项目 C3G/863 总体组的验收。2002 年 2 月，为业界所关注的第一次 TD-SCDMA 户外移动通话公开演示会取得了圆满成功。2002 年 3 月，大唐移动通信设备有限公司挂牌成立，拉开中国 TD-SCDMA 技术全面产业化的序幕。

4. *产品开发阶段*

2002 年 2 月至 2005 年年底。这一阶段是 TD-SCDMA 发展的关键时期。2002 年 10 月 30 日，TD-SCDMA 产业联盟成立大会在人民大会堂隆重举行，大唐移动、华立、华为、联想、中兴、中国电子、中国普天等 7 家知名通信企业成为首批成员，并成为了联盟的理事单位[7]。产业联盟的成立标志着 TD-SCDMA 得到了通信制造业的整体响应。其后，联盟于 2003 年 12 月吸纳了重邮信科、天碁科技、海信集团、凯明、海天、展讯 6 家专注芯片开发和手机研制的企业。这样的阵营覆盖了从系统到终端的产业链，被视为 TD-SCDMA 产业化进程中的重大里程碑。

2002 年 11 月，UT 斯达康与大唐移动在北京正式签署合作协议，共同开发 TD-SCDMA 系统设备。2003 年 1 月，大唐移动授权意法半导体使用 TD-SCDMA 专利技术开发多模式多媒体的片上系统。2003 年 8 月 29 日，西门子和华为在北京成立了一家研发 TD-SCDMA 技术的公司。发改委、科技部和信产部大力支持，不仅在 3G 无线频谱的规划中为 TD-SCDMA 预留出了 155 MHz 的非对称频段，还为联盟的研发投入了 7 亿人民币的启动资金。2003 年 11 月大唐和西门子在北京联合参加国际通信展，得到了业界的高度赞扬。重邮信科独立研制的第二版 TSM 小手机利用通用芯片和软件无线电技术完成，是世界上第一款基于 TSM 的 TD-SCDMA 手机[8]，为 TD-SCDMA 手机产业化和商用化打下了良好的基础。TSM 手机的研制成功，彻底改变了中国目前还没有一例 TD-SCDMA 手机的历史，同时也走出了 TD-SCDMA 制式只有网络设备而没有终端设备的窘境，也进一步证实了 TD-SCDMA 制式在技术上的可行性和先进性。

2003 年 12 月，国家宣布了对 WCDMA、CDMA 2000 和 TD-SCDMA 3 种第三代移动通信系统进行商用前的大规模外场测试，TD-SCDMA 得到了中国移动、中国联通、中国电信、中国网通、中国铁通和中国卫通 6 家运营商的集体支持。2004 年 3 月，TD-SCDMA 第二阶段测试启动，9 月完成测试和总结。2004 年 8 月 18 日，大唐移动、飞利浦电子和三星电子组建的北京天碁科技有限公司（T3G）推出首个 TD-SCDMA/GSM/GPRS 双模手机芯片。2004 年 10 月 8 日，“3G 在中国” 2004 全球峰会开幕，首日公布 3G 二阶段测试结果及分析报告。报告给出了在单系统设备测试中对 TD-SCDMA 两款终端的测试情况，包括基本的业务、终端功能和对终端的耗电性能测试。还有智能天线多个天线单元发送信号处理，智能天线对 TD-SCDMA 定位能力等情况良好。另外对设备厂商提供的设备接口进行了测试。对网关测试的情况，主要是对基本光缆的测试，测试的情况都比较好。2005 年 4 月 16 日，UT 斯达康、上海贝尔阿尔卡特、众友科技、上海迪比特、英华达、中山通宇、中创信测 7 家公司加入 TD-SCDMA 产业联盟。截止目前，TD-SCDMA 产业联盟已经吸纳了 48 家国内外知名的通信企业成员[7]。

5. 试商用和推广阶段

2006 年初至今。2006 年 1 月 20 日，信产部宣布 3G 三大国际标准之一的“中国标准” TD-SCDMA 为我国通信行业标准，这意味着这一标准技术方案已经成熟，能够指导企业进行制造生产。从 2006 年 3 月 TD-SCDMA 规模试验网方案出炉以来，由信息产业部牵头部署，中国移动、中国电信和中国网通 3 家运营商在 5 个城市对 TD-SCDMA 进行测试，测试地点在北京、上海已有试验网的基础上增加了保定、青岛、厦门三个城市。测试分为 3 个阶段，2006 年 2 月～6 月为网络建设阶段，2006 年 6 月～10 月为测试验证阶段，2006 年 11 月份以后主要进行了友好用户的发放阶段。此轮测试的重点是无线网络性能、可运行维护、互联互通和网间漫游。在各大运营商和制造商的协同配合下，每个城市都基本上部署了 100 多个基站，测试终端数量达 5000 多个。通过这次试验，TD-SCDMA 的关键技术和网络性能得到了全面验证，包括智能天线、联合检测、功率控制、动态信道分配等，测试结果证实 TD-SCDMA 的相关技术和产品正在不断走向成熟。此外，随着社会友好用户的全面放号工作的开展，运营商也开始提供及时全面的客户服务。TD-SCDMA 规模试验网测试的顺利结束，实际上宣告了 TD-SCDMA 从技术上完全符合 3G 商务运营的需求。

从 2007 年 3 月开始，TD 大规模试验网招标，金额达 267 亿元，TD-SCDMA 开始了扩大规模网络技术应用试验，测试城市在原来青岛、保定、厦门 3 座城市的基础上，新增了天津、沈阳和秦皇岛 3 座奥运城市，此外还有广州和深圳 2 个移动通信发展迅速的城市，TD-SCDMA 将在这些城市全面铺开。其中，北京、上海、天津、沈阳、秦皇岛、广州、深圳和厦门 8 个城市由中国移动负责承建扩容，2007 年第一季度开始建网。青岛和保定分别由中国网通和中国电信负责扩容，也从 2007 年第一季度启动扩容计划，10 月底完成。在原信息产业部的统一安排下，运营商和相关研究机构还组织了 TD-SCDMA 核心网与系统设备之间的互连测试——Iu IOT 测试，即核心网与无线接入网之间进行的互操作测试。诺基亚、中兴、华为、阿尔卡特、爱立信、北电、UT 斯达康 7 家 TD-SCDMA 核心网系统设备厂商都在积极进行核心网的测试。截止到 2007 年 3 月底，大唐、中兴、鼎桥、爱立信、普天等厂商均已经完成互操作测试。从 2007 年 3 月起，已有包括中兴、大唐、夏新、联想等在内的 10 余家企业的 20 多款手机终端排队申请入网许可证。同时，TD-SCDMA 手机也将开始进入以移动数据和视频传输等 3G 主流功能为主要目标的第二轮测试。这预示着 TD 正式商用前的测试已经进入收尾阶段。

2008 年 4 月 1 日起，中国移动在其所承建的 8 个城市正式启动 TD-SCDMA 的社会化业务测试和试商用，邀请不同行业部门的代表客户参与 TD 终端、网络和业务的全方位测试，免费

提供测试终端和数据卡，给予话费补贴。2008年7月，青岛和保定2个城市也正式启动社会化业务测试和试商用。2008年4月的测试用户最开始为2万名，到2008年11月止，已经试商用的TD-SCDMA在以上10个城市的用户已经超过34万。

2008年11月25日召开的"第九届中国无线国际峰会"上，工业和信息化部副部长奚国华表示，新一轮电信重组非常成功，发放3G牌照的时机已经成熟，会在不久的将来实施。同日与会的中国移动、中国电信、中国联通三大运营商高管也透露，各家运营商已经为3G时代的到来做好了准备。此举将进一步推进TD-SCDMA成熟，参与4G的产业研究，为TD的产业发展争取有利的地位。

2009年1月7日，工业和信息化部宣布发放3G牌照，中国移动正式运营TD-SCDMA网络。2009年6月底，TD二期建成后，全国31个省会城市和7个计划单列市将开通TD-HSDPA业务，同时开始第三期网络的建设。按照中国移动的计划，到2009年10月底，将在全国238个城市向社会提供TD服务。到2011年，TD-SCDMA网络将覆盖全国全部地市，建成世界上最大的3G网络。目前，广州、深圳、沈阳和北京4个城市的TD专用号段188已经正式放号，标志着TD已经进入了正式商用阶段。

总起来说，2006年至今的3年多时间里，TD-SCDMA产业化工作取得长足进展，目前商用化系统设备已逐渐成熟，终端和芯片已达可商用化水平，TD-SCDMA产业链系列产品已经完全做好商用准备。在国家提倡自主创新的大环境下，未来TD将在国内3G市场上占据很大的份额。

1.4 TD-SCDMA技术的特点和优势

TD-SCDMA系统是世界上第一个采用时分双工（TDD）方式和智能天线技术的公众陆地移动通信系统，也是唯一采用同步CDMA技术的第三代移动通信系统，同时它也采用了多用户检测、软件无线电、接力切换等一系列先进技术。至今为止，其他公众陆地移动通信系统中都没有使用这些技术，TD-SCDMA系统可以采用这些技术并能保证它们具有良好的工作性能，其关键是智能天线技术和特殊的帧结构设计。

TD-SCDMA系统的帧结构中专门设置了一个特殊时隙UpPTS，这就保证了上行同步能很好实现。系统上行同步大大降低了系统的干扰，解决了CDMA系统上行容量受限的难题。

因为TD-SCDMA系统的TDD模式可以利用上、下行信道的互惠性，即基站对上行信道估计的信道参数可以用于智能天线的下行波束成型，这样相对于FDD模式的系统，智能天线技术比较容易实现。另外，TD-SCDMA系统的低码片速率使得基带信号处理量比WCDMA系统降低很多。因此，目前的DSP技术可以较好地支持在TD-SCDMA系统中采用联合检测技术。

由于TD-SCDMA系统中采用智能天线技术，TDD模式的缺点均可克服，例如接收灵敏度低、主要应用于低速移动环境、仅支持半径较小的小区等。采用智能天线后，可以同时利用TD-SCDMA系统的所有码道，克服了低码片速率支持的信息传输速率较低的问题，可以实现单基站对移动台准确定位，从而实现接力切换。

虽然采用智能天线技术，系统在多径高速移动环境下的性能仍然不太理想，但结合联合检测技术的智能天线，使TD-SCDMA系统在快衰落情况下的性能得到进一步改善，从而使TD-SCDMA系统成为一个以智能天线为中心的第三代移动通信系统。

TD-SCDMA的提出比其他标准较晚，这给其产品成熟性带来一定的挑战，但在另一方面，TD-SCDMA吸纳了20世纪90年代以来移动通信领域最先进的技术，在一定程度上代表了技术

的发展方向，具有前瞻性和强大的后发优势。与其他 3G 标准相比，TD-SCDMA 系统及其技术具有如下突出优势。

1. 频谱效率高

TD-SCDMA 系统综合采用了联合检测、智能天线和上行同步等先进技术，系统内的多址和多径干扰得到了极大缓解，从而有效提高了频谱利用率，进而提高了整个系统的容量。

具体来讲，联合检测和上行同步可极大降低小区内的干扰，智能天线则可以有效抑制小区间及小区内的干扰。另外，联合检测和智能天线对于缓解 2G 频段上更明显的多径干扰也有极大作用。所以，TD-SCDMA 系统的这一特点决定了它非常适合于在 3G 网络建设初期提供大容量的网络解决方案。

2. 支持多载频

对 TD-SCDMA 系统来说，其容量主要受限于码资源。TD-SCDMA 支持多载波，载频之间切换很容易实现。因为 TD-SCDMA 是时分系统，手机可在控制信道时扫描其他频率，无需任何硬件轻松实现载波间切换，并能保证很高的成功率。另外通过多载波可以消除导频污染以及突发导频，从而降低掉话率。因为 TD 系统可以将邻小区的导频安排在不同的载波上，从而降低导频污染。大家都知道，导频污染是 CDMA 系统最头疼的问题，TD 在这方面有独特优势。TD 在室内覆盖方面也有很大优势。

3. 呼吸效应微弱

用户数的增加使覆盖半径收缩的现象称为呼吸效应。CDMA 系统是一个自干扰系统，当用户数显著增加时，用户产生的自干扰呈指数级增加，因此呼吸效应是一般 CDMA 系统的天生缺陷。

呼吸效应的另一个表现形式是每种业务用户数的变化都会导致所有业务的覆盖半径发生变化，这会给网络规划和网络优化带来很大的麻烦。TD-SCDMA 是一个集 CDMA、FDMA、TDMA 于一身的系统，它通过低带宽 FDMA 和 TDMA 来抑制系统的主要干扰，使产生呼吸效应的因素显著降低。

因为 TD-SCDMA 在每个时隙中采用 CDMA 技术来提高容量，所以产生呼吸效应的唯一原因是单时隙中多个用户之间的自干扰。TD-SCDMA 单时隙最多只能支持 8 个 12.2 kbit/s 的话音用户，用户数量少，用户的自干扰也就少。同时，这部分自干扰通过联合检测和智能天线技术被进一步抑制，因此 TD-SCDMA 不再是一个干扰受限系统，而是一个码道受限系统，覆盖半径不随用户数的增加而变化，呼吸效应微弱[9]。

4. 组网灵活、频谱利用灵活、频率资源丰富

TD-SCDMA 系统采用时分双工模式，它的一个载波只需占用 1.6MHz 的带宽就可以提供速率达 2 Mbit/s 的 3G 业务，对于频率分配的要求简单灵活。在多家移动运营商共存的情形下，频谱资源的使用情况会相对复杂，而 TD-SCDMA 系统大大提高了对频谱资源利用的灵活性。

中国政府为 TDD 分配了 155 MHz 的工作频段，对比于 FDD 上下行共 90 MHz 的对称频段，TDD 系统在频率资源方面的优势，为 TDD 系统的网络扩容和后续发展埋下了轻松的一笔。

如今，世界各国 3G 频谱规划都包括了 TDD 频段，日本、欧洲运营商 3G 牌照中已经包括 TDD 频段，为未来 TD-SCDMA 进入国际市场提供了机遇，也为 TD-SCDMA 技术的国际化应用和普及提供了必要的条件。2009 年 2 月 3 日，信息产业部宣布，小灵通将于 2011 年底退网，这意味着 1900~1920 MHz 这 20 MHz 的 TDD 核心频段被清理出来了，为 TD 的国际化扫清了频段的障碍。目前，TD-SCDMA 已经在韩国、香港、意大利、加拿大、罗马尼亚、加纳、缅甸等国家和地区建立了多个国际 TD-SCDMA 试验网和试验系统，如果 TD-SCDMA 在中国的运营取



得成功，那么TD-SCDMA的国际化应用并非不可破解的难题。

5. 与GSM组网易于实施

从系统角度看，TD-SCDMA与GSM均为时分复用系统，可以灵活进行系统之间的测量控制和切换。从终端角度看，TD-SCDMA与GSM的切换较易引入目前的双模手机。展讯和T3G等芯片厂商均支持TD-SCDMA/GSM双模手机解决方案。2008年10月，中国移动在天津、上海、厦门、深圳4座城市进行了2G/3G融合组网的试点工作，包括39类2G业务和6类3G特色业务在内的45类TD业务测试通过，融合前后的数据业务性能指标相同。随即正式启动了8省10市全面融合组网的实施工作，二期网络建设直接采用融合组网策略。在融合组网方式，用户可以"不换号，不换卡，不用登记"，只需要换一个TD和GSM的双模手机，即可使用精彩的3G业务。

6. 灵活高效承载非对称数据业务

TDD技术的采用是TD-SCDMA系统与其他两大3G主流标准FDD系统的根本区别。TD-SCDMA系统子帧中上下行链路的转换点是可以灵活设置的，根据不同承载业务在上下行链路上数据量的分布，上下行资源可以从3：3的对称分配到1：5的非对称分配进行调整。

在未来3G多样化的业务应用中，非对称的数据业务会占有越来越多的比例，大部分业务的典型特征是上行链路和下行链路中的业务量不对称。FDD系统由于其固定的上下行频率的对称占用，在承载非对称业务时会造成对频谱资源的浪费。而TD-SCDMA系统可以通过配置切换点位置，灵活地调度系统上下行资源，使得系统资源利用率最大化。因此TD-SCDMA系统更适合未来的3G非对称数据业务和因特网业务。

综上所述，TD-SCDMA单独组网具有网络规划简单、建设和维护成本低的好处。TD-SCDMA的非对称数据业务传输的特点更使其具有其他技术不可比拟的优势。

1.5 TD-SCDMA发展与演进

随着对带宽需求的增加和技术的不断发展，通信系统的演进一度出现2.5G和2.75G的中间过渡代，现在各大通信标准也在努力探索和研究LTE、LTE+和IMT-Advanced等B3G技术，无线通信技术最终将迈向4G通信技术时代。4G通信技术是继第三代之后的又一次无线通信技术演进，其开发具有明确的目标性：提高移动装置无线访问因特网的速度。根据3G市场分三阶段走的发展计划，3G的多媒体服务在10年后将进入第三个发展阶段。那时覆盖全球的3G网络已经基本建成，全球25%以上人口使用第三代移动通信系统。在发达国家，3G服务的普及率将超过60%。因此将需要更新一代的系统来进一步提升服务质量。

对TD-SCDMA而言，能否在3G增强技术、LTE长期演进技术以及4G等方面继续创新、突破，是关系到TD-SCDMA能否在国际电信新格局中继续占有一席之地、保持可持续发展能力的大问题，并且对巩固TD-SCDMA已经建立起来的地位和成果、进一步提高我国移动通信领域内自主创新与核心竞争力具有十分重要的战略意义。

到2020年前，TD-SCDMA技术与标准的发展和未来演进大致分为3个阶段：TD-SCDMA及TD-SCDMA增强型技术标准阶段、TD-SCDMA长期演进（TD-LTE）技术阶段和4G（IMT-Advanced）技术阶段[10]。

TD-SCDMA技术与标准的第一阶段又可以分为TD-SCDMA基本版本阶段和TD-SCDMA增强型版本阶段。TD-SCDMA基本版本即3GPP R4版本，主要是实现话音和中低速数据业务。TD-SCDMA增强型版本是指TD-SCDMA的3GPP R5～R8版本。TD-SCDMA增强技术是在

TD-SCDMA 现有技术的基础上，通过引入局部的先进技术，如 HARQ、AMC、高阶调制、快速调度机制、MIMO 等技术，取得明显的性能提升，来满足 TD-SCDMA 现有网络的快速升级和部署。采用的基本技术以 CDMA 技术为基础，没有技术体制上的更新换代，TD-SCDMA 增强技术以 HSDPA、HSUPA、MBMS（包括优化的 MBMS）、HSPA+为代表。

TD-SCDMA 标准第二阶段可以称为 TD-LTE 长期演进阶段。作为 TD-SCDMA 的未来演进方向，TD-LTE 的发展受到业界的普遍关注。TD-LTE 在基本多址接入技术上引入 OFDM，替代 CDMA，在智能天线（SA）基础上进一步引入 MIMO 技术，形成 SA+MIMO 的先进多天线技术，同时保持了特殊时隙和同步以及联合检测等原有技术优势和技术特点，在性能上获得巨大提升（5～6 倍于 3GPP R6 版本），还尽量保证 TD-SCDMA 及 TD-SCDMA 增强网络向 TD-LTE 网络的平滑演进。TD-LTE 的不断成熟符合运营商的业务日益移动化、宽带化的大趋势，TDD 在频谱等方面的优势使 TD-LTE 具有更强的竞争力，运营商利用 TD-LTE 可以轻松地向用户提供赶上甚至超过固网宽带的兆级体验。基于 TD-SCDMA 的 TDD 模式在频谱分配方面具有明显的优势，TDD 的频谱分配更灵活，支持频谱的非对称分配，将帮助运营商在频率资源日益紧缺的情况下高效利用有限频段，及时推出各种非对称业务。同时 TD-LTE 的良好发展也将促进 TD-SCDMA 的商用化部署，推动 TD-SCDMA 从中国走向世界。

TD-SCDMA 标准的第三阶段称为 4G 或 IMT-Advanced 阶段。IMT-Advanced 是 ITU 为满足未来 10～15 年全球移动通信需求而启动的，根据 ITU 的规划，2008 年 2 月完成 4G 技术方案征集通函的制订，2008 年年中开始 4G 候选方案的征集工作，2009 年年中结束候选方案的征集，2010 年年中完成候选方案的技术评估和融合，2012 年前后发布 4G 技术标准方案。在技术上，IMT-Advanced 将基于 OFDM，在 LTE（或其相当的）技术的基础上，做进一步增强。目前在国家有关主管部门的统一领导和组织下，TD-SCDMA 的 4G 标准研究也在有条不紊地进行中。

当前，TD-SCDMA 尽快大规模商用是 TD-LTE、4G TDD 成功的必要前提。需要指出的是，尽管在 TD-LTE 长期演进和 4G 研究方面取得一定进展，在标准领域达到与国际主流技术基本同步的水平，这些都为 TD-SCDMA 长期持续发展创造了一些条件，但同时我们必须清醒地认识到，TD-SCDMA、TD-LTE 长期演进及 4G 制定成功与否决不单单取决于标准化进程，而是与当前的产业规模紧密相连的。当前，新的一轮移动通信标准和技术发展浪潮已经兴起，围绕 3G 增强、长期演进（LTE）以及 4G/B3G 技术（IMT-Advanced）的竞争态势已经形成。对 TD-SCDMA 及其演进技术标准而言，这既是严峻的挑战，也是难得的发展机遇。相信在政府有关部门与标准化组织的大力领导和协调下，通过广大企业、研究院所和高校的共同努力，TD-SCDMA 标准未来演进和后续发展将会取得更大的成功。

参考文献

[1] 国家发展和改革委员会高技术产业司. 2008 年我国电话用户发展情况. http://gjss.ndrc.gov.cn/tjsj/tjsjhy/xxcysj/t20090218_261711.htm.2009.

[2] ITU. Market Information and Statistics. Worldwide mobile cellular subscribers to reach 4 billion markate 2008. http://www.itu.int/ITU-D/ict/statistics/index.html.

[3] 谢显中，雷维嘉. 移动通信中的空时信号处理. 北京：电子工业出版社，2008.

[4] 3gpp2 About 3GPP2. http://www.3gpp2.org/Public_html/Misc/AboutHome.cfm.

[5] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现. 北京：电子工业出版社，2004.

[6] 李世鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准. 北京：人民邮电出版社，2003.

[7] TD-SCDMA 产业联盟官方网站. 关于联盟简介. http://www.tdscdma-alliance.org/aboutus/jianjie.asp.

[8] 张国圣. 3G 技术产业化探索之路不平坦. 光明日报，2007.

[9] 杨鸿文，李卫东，郭文彬等. 无线通信. 北京：人民邮电出版社，2007.

[10] 谢永斌. TD-SCDMA技术、标准发展与未来演进. 中国信息产业网—人民邮电报. http://www.cnii.com.cn/20080623/ca510305.htm.



第2章　TD-SCDMA系统网络结构

TD-SCDMA 系统网络结构完全遵循 3GPP 指定的 UMTS（Universal Mobile Telecommunication System，通用移动通信系统）网络结构。从功能上看，可以分成一些不同功能的子网（sub-network），主要包括 CN（Core Network，核心网）和 RAN（Radio Access Network，无线接入网）两部分。本章首先介绍 UMTS 的网络结构，然后详细介绍 TD-SCDMA 系统接入网基本结构及其演进发展，UTRAN 的接口协议将在后面的章节详细阐述。在本章最后，根据 3GPP 不同版本的特点及其演进发展，我们将详细介绍 TD-SCDMA 系统的核心网，重点阐述 TD-SCDMA 核心网的组成和结构。

2.1　概述

TD-SCDMA 的网络结构和标准化组织 3GPP 制定的 UMTS（通用移动通信系统）网络结构是一样的。在设计 UMTS 网络时，主要应该遵循以下两条原则：无线接入网和核心网功能尽量分离，在逻辑上将传输网和信令网分开。UMTS 与第二代移动通信系统在逻辑结构方面基本相同。UMTS 的网络结构如图 2-1 所示，它主要由以下几个部分组成：终端、无线接入网、核心网和外部网络。

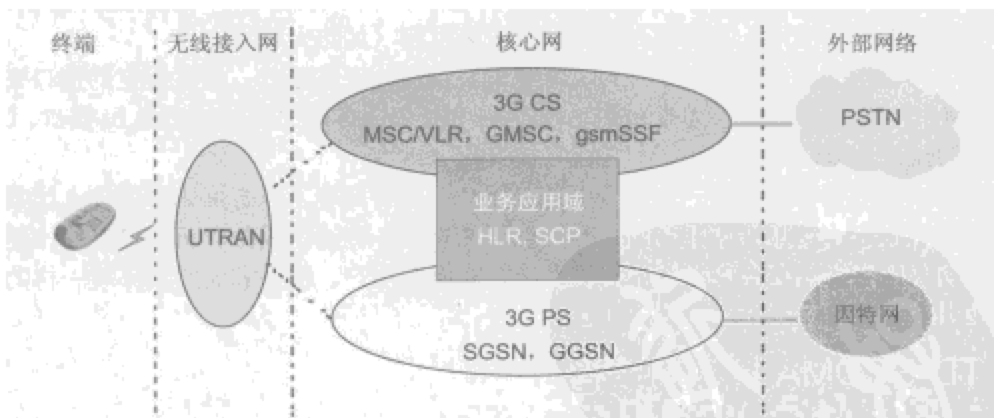


图 2-1　UMTS 的网络结构

UMTS 支持广泛应用，要求能够满足各种各样的 QoS 需求。目前，对将来可能的很多应用还无法预测，而且不同应用的使用情况本身就是很难预测的，另一方面，仅为某些应用优化 UMTS 也是不可能的。因此，UMTS 的结构必须具有可适应性和可演进性，以保持技术的生命力。UMTS 网络采用模块化方案定义，有助于 UMTS 能够在不同的环境下获得有效的实施。UMTS 基本结构位于 UE（User Equipment，用户设备）和基础设施之间。这种划分产生了两个域：用户设备域和基础设施域（即终端设备和系统设备）。用户设备是用来接入 UMTS 业务的设备，并且每个用户设备有一个连接基础设施的无线接口。基础设施包括了执行不同功能的物理节点，这些功能用于终止无线接口及对用户的电信业务需求进行支持。基础设施是一种共享资源，可为覆盖区内所有经过鉴权的终端用户提供业务服务。

UMTS 网络的主要功能实体包括以下几种。

（1）移动台（UE，用户设备称为移动台）：包括 ME（Mobile Equipment，移动设备）和 UMTS 用户识别模块（USIM，UMTS Subscriber Identity Module）。根据业务的状况，移动设备可再分为 MT（Mobile Terminal，移动终端）和 TE（Terminal Equipment，终端设备）等功能部件。

（2）基站（Node B）：为一个小区或多个小区服务的无线收发设备。

（3）RNC（Radio Network Controller，无线网络控制器）：对一个或多个 Node B 进行无线资源控制和管理的功能实体。Node B 和 RNC 设备组成了 RNS（Radio Network Subsystem，无线网络子系统）。

（4）MSC（Mobile Switching Center，移动业务交换中心）：对位于它管辖区域中的移动台进行控制、交换的功能实体。

（5）VLR（Visitor Location Register，拜访位置寄存器）：MSC 为所管辖区域中 MS 呼叫接续所需检索信息的数据库。VLR 存储与呼叫处理有关的一些数据，例如用户的号码、所处区域的识别、向用户提供的业务等参数。

（6）HLR（Home Location Register，归属位置寄存器）：管理部门用于移动用户管理的数据库。每个移动用户都应在其归属位置寄存器中注册登记。

（7）AUC（Authentication Center，鉴权中心）：为认证移动用户的身份和产生相应鉴权参数的功能实体。

（8）SGSN（Serving GPRS Support Node，服务 GPRS 支持节点）：执行移动性管理、安全管理、接入控制和路由选择等功能。

（9）GGSN（Gateway GPRS Support Node，网关 GPRS 支持节点）：负责提供 GPRS PLMN 与外部分组数据网的接口，并提供必要的网间安全机制（如防火墙）。

UMTS 网络里的这些实体并不是孤立存在的，而是相互联系的，通过规定的接口来通信。比如 USIM 和 ME 之间的接口为 Cu 接口，接入网和核心服务网之间的接口为 Iu 接口，UE 和接入网之间的接口为 Uu 接口（即 UMTS 无线接口）。

UMTS 网络的目标是提供一个综合系统，用户在各种环境下以标准的方式接入此系统，并可方便地使用业务，允许各种服务网络和归属环境提供各种通信业务，可通过手持、便携式、车载可移动及固定终端在各种环境下提供业务，对漫游用户，提供和它归属环境一样的业务；可灵活地引入新业务。

2.2　TD-SCDMA 接入网结构

前面介绍了整个系统的网络结构，下面首先介绍其中的 UTRAN（UMTS Terrestrial Radio Access Network，UMTS 陆地无线接入网），然后再重点介绍核心网的接口和组成。UTRAN 是一种全新的接入网，是 UMTS 最重要的一种接入方式，适用范围最广的接入网。无线接入网 UTRAN 的结构如图 2-2 所示，它由一个或多个无线网络子系统组成，RNS 通过 Iu 接口连接到 UMTS 的核心网。每个无线网络子系统都是 UTRAN 内的一个子网，它包含一个无线网络控制器（RNC）、一个或者多个 Node B。RNC 通过 Iur 接口彼此互连[1]，而 RNC 和 Node B 通过 Iub 接口相连。Node B 可以支持 FDD 模式、TDD 模式或双模式。RNC 包含支持不同 Node B 之间宏分集的合并/拆分功能，对需要和 UE 有信令连接的切换做出决定。支持 FDD 模式的 Node B 可以包含一项任选的支持 Node B 内宏分集的合并/拆分功能。

在 UTRAN 内，无线网络子系统内的 RNC 可通过 Iur 进行连接。Iu 和 Iur 接口是逻辑接口。可通过 RNC 间的物理的直接连接或通过任一适合的传输网络来传送 Iur。

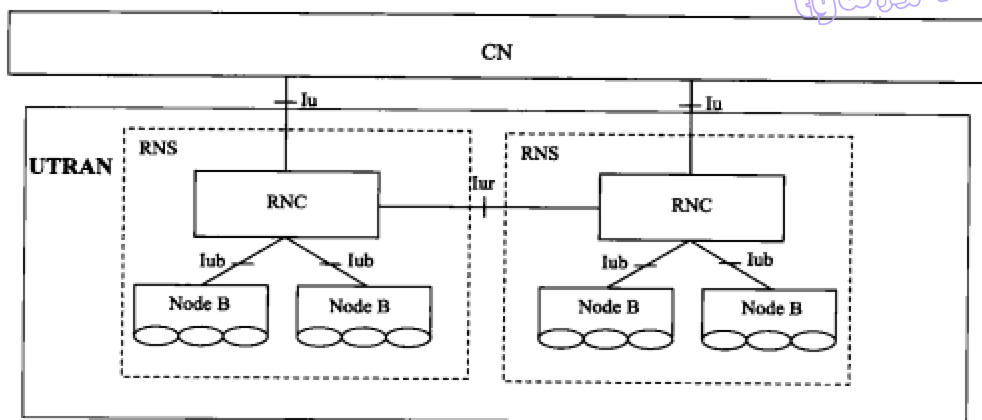


图 2-2 UTRAN 结构示意图

还可以按照层次化说明UTRAN协议。UTRAN各个接口的协议结构是按照一个通用协议模型设计的。设计的原则是层和面在逻辑上是相互独立的。如果需要，可以修改协议结构的一部分而无需改变其他部分，如图2-3所示[2]。

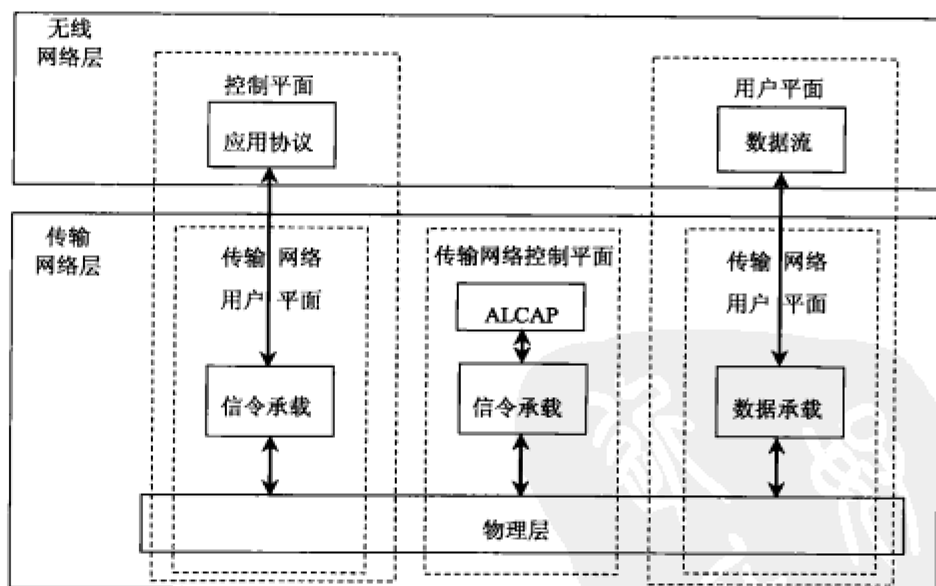


图 2-3 UTRAN 接口的通用协议模型

横向看，协议结构主要包含两层：无线网络层和传输网络层。所有与陆地无线接入网有关的协议都包含在无线网络层，传输网络层是指UTRAN选用的标准的传输技术，与UTRAN的特定功能无关。

纵向看，包括控制平面和用户平面。

控制平面包括应用协议[Iu接口中的RANAP（Radio Access Network Application Part）[3]，Iur接口中的RNSAP（Radio Network Subsystem Application Part）[4]，Iub接口中的NBAP（Node B Application Part）[5]]及用于传输这些应用协议的信令承载。应用协议用于建立到UE的承载（例如在Iu中的无线接入承载及在Iur、Iub中的无线链路），这些应用协议的信令承载与接入链路控制

应用协议（ALCAP）的信令承载可以一样也可以不一样，它通过操作维护行为建立。

用户平面包括数据流和用于承载这些数据流的数据承载。用户发送和接收的所有信息（例如话音和数据）是通过用户平面传输的。传输网络控制面在控制平面和用户平面之间，只在传输层，不包括任何无线网络控制平面的信息。它包括ALCAP协议（接入链路控制应用协议）和ALCAP所需的信令承载。ALCAP建立用于用户平面的传输承载。引入传输网络控制面，使得在无线网络层控制面的应用协议的完成与用户平面的数据承载所选用的技术无关。

在传输网络层中，用户平面中数据面的传输承载是这样建立的：在控制平面里的应用协议先进行信令处理，这一信令处理通过ALCAP协议触发用户平面的数据承载的建立。并非所有类型的数据承载的建立都需通过ALCAP协议。如果没有ALCAP协议的信令处理，就无需传输网络控制面，而应用预先设置好的数据承载。ALCAP的信令承载与应用协议的信令承载可以一样也可以不一样。ALCAP的信令承载通常是通过操作维护行为建立的。

用户平面的数据承载和控制平面的信令承载属于传输网络用户平面。在实时操作中，传输网络用户平面的数据承载是由传输网络控制平面直接控制的，而建立应用协议的信令承载所需的控制操作属于操作维护行为。

综上所述，UTRAN遵循以下原则。

（1）控制平面与用户平面的分离。

（2）UTRAN/CN功能与传输层的分离，即无线网络层不依赖于特定的传输技术。

（3）宏分集（仅对FDD而言）完全由UTRAN处理。

（4）RRC连接的移动性管理完全由UTRAN处理。

本节将简要描述 UTRAN，对 UTRAN 接口的进一步介绍将在后面的章节中讲述。UTRAN 位于两个开放接口 Uu 和 Iu 之间，主要功能包括：与整个系统接入控制有关的功能，如接纳控制、拥塞控制、管理控制、系统信息广播、无线信道的加密等；与移动性有关的功能，如切换、SRNS 重新定位；与无线资源管理和控制有关的功能，如无线资源的配置和运行、无线环境的测量、FDD 模式的宏分集控制、无线承载连接的建立和释放、无线承载的分配和释放、TDD 模式的动态信道分配（DCA，Dynamic Channel Allocation）、RF 功率控制与设置、无线信道编/译码、信道编码控制、初始（随机）接入检测和处理、对非接入层信息的 CN 分配功能。

通常一个 UE 和 UTRAN 连接时，只涉及一个 RNS，此时这个 RNS 称为服务 RNS（SRNS，Serving Radio Network Subsystem）。但是也有可能会发生一个 UE 和 UTRAN 的连接使用多个 RNS 的情况，这时就引入了漂移 RNS（DRNS，Drift Radio Network Subsystem）的概念。SRNS 和 DRNS 的关系如图 2-4 所示[6]。

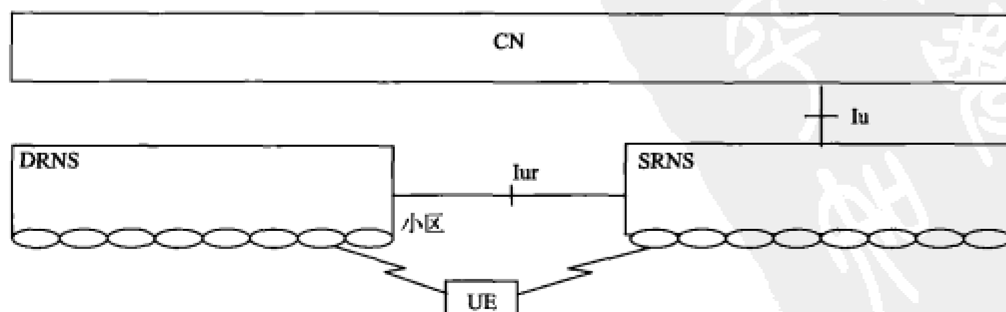


图 2-4 SRNS 和 DRNS

2.2.1 无线网络控制器

RNC（Radio Network Controller，无线网络控制器）是 3G 无线网络中负责控制 UTRAN 无线资源的网元，是接入网络的组成部分，它与 CN 接口（通常连接 CN 中的一个 MSC 和一个 SGSN），负责移动性管理、呼叫处理、链路管理和移交机制[7]。

为了执行这些功能，RNC 必须以线速（指网络设备交换转发能力的一个标准）完成一系列要求严格的复杂的协议处理任务，同时确保高可靠性及可预测的性能。

作为 3G 网络的重要组件，RNC 是流量融合、转换、软硬呼叫切换以及智能信元和数据包处理的焦点。

RNC 执行传统的无线话音通信功能，如下所示：

- ❑ Node B 集中；
- ❑ 与 Node B 及核心网的链路连接；
- ❑ 终接来自 Node B 和核心网的控制信号；
- ❑ 终接 L2 无线接口；
- ❑ 通过移动台的呼叫连接控制；
- ❑ 多样性移交控制；
- ❑ 流量数据收集/统计；
- ❑ 无线网络的资源管理。

此外，RNC 还为连接 IP 分组交换网络提供桥接功能。RNC 不仅支持传统的 ATM AAL2（话音）和 AAL5（数据）功能，还支持 ATM 上的 IP（IPoA）和 SONET 上的数据包（POS）功能。此外，越来越多的无线用户对 IP 技术提出了更多需求，这意味着未来平台必须同时支持 IPv4 和 IPv6。下一代网络处理器可完美匹配这个丰富的多协议环境。

RNC 用于控制 UTRAN 的无线资源。它通常通过 Iu 接口与电路域和分组域以及广播域相连，在移动台和 UTRAN 之间的无线资源控制（RRC，Radio Resource Control）协议在此终止。它在逻辑上对应 GSM 网络中的基站控制器（BSC，Base Station Controller）。

控制 Node B 的 RNC 称为该 Node B 的控制 RNC（CRNC），CRNC 负责管理其控制的小区的无线资源。

如果在一个移动台与 UTRAN 的连接中用到了超过一个 RNS 的无线资源，那么这些涉及的 RNS 可以分为以下两种。

服务 RNS（SRNS）：管理 UE 和 UTRAN 之间的无线连接。它是对应于该 UE 的 Iu 接口（Uu 接口）的终止点。无线接入承载的参数映射到传输信道的参数，是否进行越区切换以及开环功率控制等基本的无线资源管理都是由 SRNS 中的 SRNC（服务 RNC）来完成的。一个与 UTRAN 相连的 UE 有且只能有一个 SRNC。

漂移 RNS（DRNS）：除了 SRNS 以外，UE 所用到的 RNS 称为 DRNS。DRNS 对应的 RNC 则是 DRNC。一个用户可以没有、也可以有一个或多个 DRNS。

通常在实际的 RNC 中包含了所有 CRNC、SRNC 和 DRNC 的功能。

2.2.2 基站

Node B 是系统的基站（即无线收发信机），通过标准的 Iub 接口和 RNC 互连，主要完成 Uu 接口物理层协议的处理[8~9]。它的主要功能是扩频、调制、信道编码及解扩、解调、信道解码，还包括基带信号和射频信号的相互转换等功能。同时它还完成一些如内环功率控制等的无

线资源管理功能。它在逻辑上对应于 GSM 网络中的基站（BTS）。

Node B 的内部结构非常特殊，但它的逻辑结构和其他实体一样具有常规性。从网络端来看，Node B 能够分成几个逻辑实体。在 Iub 端，一个 Node B 由两个实体组成：公共传输信道和业务结束点（TTP，Traffic Termination Point）。公共传输信道是指用于一个小区中所有用户的公共传输信道，该实体包含一个基站控制端口，该端口用于操作和维护（O&M，Operation& Maintenance）。一个业务结束点由许多基站通信内容组成，一个基站通信内容至少包含一个下行共享信道（DSCH，Downlink Share Channel）。DSCH 属于基站通信内容的一部分。从 UMTS 网络结构来看，Node B 实际上可以看成一个逻辑 O&M 实体，它具有网络管理操作功能。换句话说，术语 Node B 描述了物理的 Node B 组成和 Node B 的环境，即 Node B 站点。

从无线网络和网络控制的观点来看，Node B 是由几个称为小区的逻辑实体组成的。小区是一个最小的无线网络实体，每个小区都有自己的识别号（小区 ID），该识别号对每个 UE 都是公共可见的。进行无线网络配置实际上就是对小区的数据信息进行更改。

每一个小区都有一个扰码，UE 识别一个小区主要通过两个信息：扰码（进入小区就分配）和小区 ID（用于无线网络拓扑结构）。一个小区可能会有多个发送－接收器（TRX，Transmitter-Receiver）。小区的 TRX 把信息广播发送给所有的 UE，主要通过包含 BCH 信息的主公共控制物理信道来实现。一个 TRX 包含了通过 Uu 接口的物理信道，这些物理信道用来传输业务信道中的信息（可能是公共或者专用信息）。

一个小区至少要包含一个 TRX。TRX 是 Node B 的一个物理组成部分，它可以实现各种功能，通过 TRX 从 Iub 接口来的数据流可以发送到无线信道和实际环境中。

2.3　TD-SCDMA 接入网络的演化过程

UTRAN 最初版本采用的是 ATM 传输技术，显然在规范完备之前，3GPP 也不可能和日益盛行的 IP 技术脱离开来。因此，在 R5 中引入了 IP 传输作为第二种可选的传输机制。这样，用户平面协议帧的传输除了采用最初定义的 AAL2/ATM 之外，还可以在 Iur/Iub 接口采用 UDP/IP，在 Iu-CS 接口采用 RTP/UDP/IP。此外，Iub 控制平面也引入了第二种可选方案，即采用位于应用协议正下方的数据流控制传输协议。3GPP 对于传输 IP 帧的相关协议总体上没做详细的规定，这是为了保证运营商网络中第二层和物理层接口实现方式的灵活性。尽管引入 IP 传输技术后，仅仅需要对规范做少量修改（控制平面的应用协议几乎不需要做任何修改），然而 IP 技术的引入还是逐步改变着运营商和设备制造商网络本身的管理方式，某些情况下，还改变了网元的实现方式。

为了优化引入的 IP 业务，必须对核心网结构进行相应的改动，引入一个新的子系统 IMS（IP 多媒体子系统），从而形成现在惯称的全 IP 核心网，这些内容将在后面的章节介绍。现在的问题是，在 UTRAN 中引入了 IP 传输技术后，无线接入网络结构是否适合用 IP 技术来实现，能否与广泛应用的 IP 网络和平台整合在一起，能否应用于 IP 包业务中。3GPP 已经着手开发新的网络结构，目的是用更分散的结构来代替高度集中的网络结构。当然，在 R 99 之后的改进，包括 R5 中 HSDPA 或 HSUPA 的某些特征，已经在许多空中接口方面进行了完善，以改善系统性能，特别是对于分组数据业务。但是对于基本的业务（如语音业务），改变网络结构并不能带来任何切实的好处，因为当前的系统已经能足够有效地处理这些业务。

现在的全 IP RAN 仅是指经过 IP 优化的 RAN 结构，还不具有 3GPP 的标准特征。因此，IP RAN 有时所指为在传统 RAN 基础上采用了 IP 传输技术的 RAN。在今后的 3GPP Release 中会

新增哪些结构方面的调整，从而在 TD-SCDMA 空中接口处为 Node B 新添着如调度和重传控制这样的功能，而不仅仅是 HSDPA 或 HSUPA 中正在和将要引入的功能，我们将拭目以待。

2.4 TD-SCDMA 核心网基本结构

UMTS 系统核心网部分是基于 GSM/GPRS 网络演进的，保持了与 GSM/GPRS 系统的兼容性，可以提供现有 GSM 系统的相关服务；同时核心网可以将用户接入各种外部网络以及业务平台，如电路交换话音网、包交换话音网（IP 语音网）、数据网、因特网、内部网、电子商务、短信中心等。

核心网（CN）从逻辑上可划分为 CS 域（电路域）、PS 域（分组域）和 BC 域（广播域）。CS 域是 UMTS 的电路交换核心网，用于支持电路数据业务，它特有的实体包括移动交换中心（MSC）、网关移动交换中心（GMSC）、拜访位置寄存器（VLR）、互连功能单元（IWF）等。PS 域是 UMTS 的分组交换核心网，用于支持分组数据业务（GPRS）和一些多媒体业务，它特有的实体包括 SGSN、GGSN 等。其他实体如归属位置寄存器（HLR）、鉴权中心（AuC）、设备识别寄存器（EIR）等为 CS 域和 PS 域所共用，主要完成注册、鉴权功能。BS 域是后续版本引进的，主要用于小区内的广播。

TD-SCDMA 的网络总体结构定义在 3GPP TS 23.002 中。目前已经具有 5 个版本了，分别为：

- R99—3GPP TS 23.002
- R4—3GPP TS 23.002
- R5—3GPP TS 23.002
- R6—3GPP TS 23.002
- R7—3GPP TS 23.002

3GPP 在 1998 年底 1999 年初开始制定 3G 的规范。R99 版本原计划在 1999 年底完成，最后是在 2000 年 3 月完成的。R99 后不再按年来命名版本，同时把 R2000 的功能分成两个阶段实施：R4 和 R5。原则上 R99 的规范是 R4 规范集的一个子集，若在 R99 中增加新的特征，就把它升级到 R4。同样 R4 规范集是 R5 规范集的子集，若在 R4 中增加了新的特征就把它升级到 R5。依此类推，R5 规范集是 R6 规范集的子集，R6 规范集是 R7 规范集的子集。

对于以上几个版本，PS 域特有设备主体没有变化，只进行协议的升级和优化，其中 R99 版本的电路域与 GSM 网络没有根本性改变。但在 R4 网络中，核心网电路域 MSC 被拆分为 MSC Server 和 MGW，新增了一个 SGW 功能实体，HLR 也可被替换为 HSS（HLR 是 HSS 的功能子集，S-CSCF 会向 HSS 请求用户数据并保存）。R5 网络支持端到端的 VoIP，核心网引入了大量新的功能实体，改变了原有的呼叫流程。如果有 IMS，网络就使用 HSS 替代 HLR。到了 R6 版本阶段，网络架构方面已没有太大变更，主要是增加了一些新的功能，以及对已有功能特性的增强。R7 版本主要继续 R6 未完成的标准和业务（如 MIMO 技术，包括多种 MIMO 实现技术等）制定工作，将考虑支持通过 CS 域承载 IMS 话音，通过 PS/IMS 域提供紧急服务，提供基于 WLAN 的 IMS 话音与 GSM 网络的电路域的互通，提供 xDSL 和 Cable Modem 等固定接入方式。同时，引入 OFDM，完善 HSDPA 和 HSUPA 技术标准。目前，R7 标准正在制定中。

2.4.1 R99 网络结构及接口

为了确保运营商的投资利益，在 R99 网络结构设计中充分考虑了 2G/3G 兼容性问题，以支持 GSM/GPRS/3G 的平滑过渡。因此，在网络中 CS 域和 PS 域是并列的，R99 核心网设备包括 MSC/VLR、IWF、SGSN、GGSN、HLR/AuC、EIR 等。为支持 3G 业务，有些设备增添了相应

的接口协议，另外改进了原有的接口协议。

图 2-5[10]是 PLMN 的基本网络结构（包括 CS 域和 PS 域），图中所有功能实体都可作为独立的物理设备。

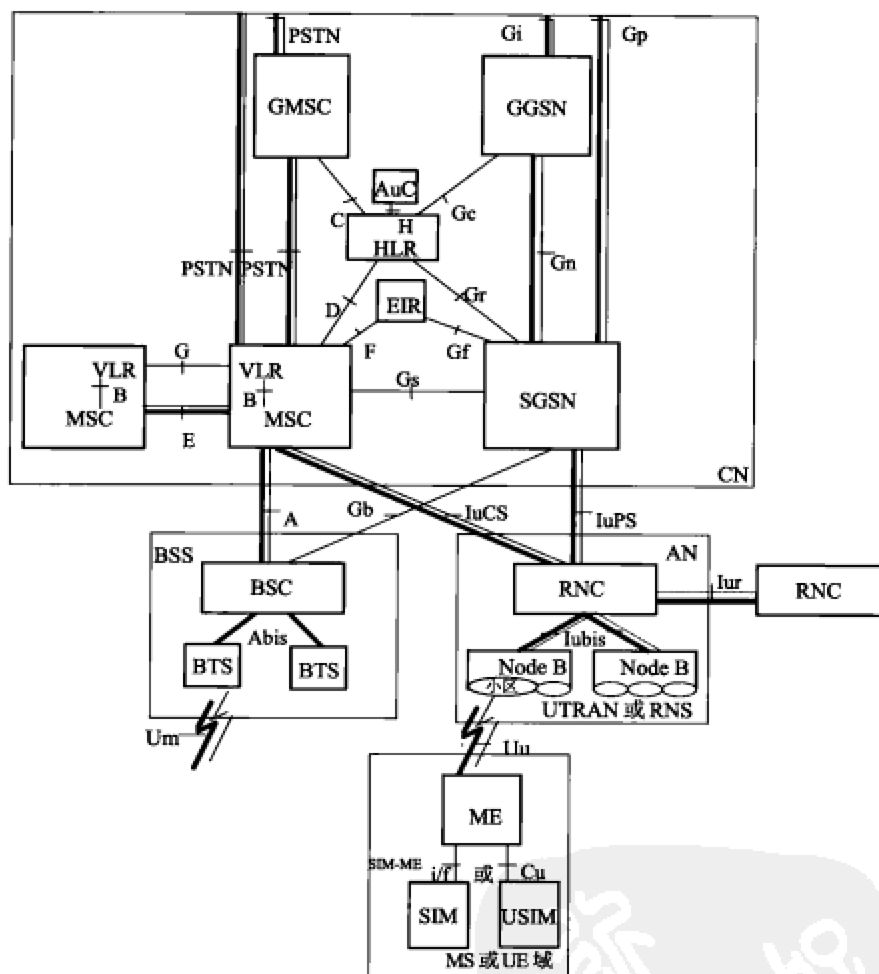


图 2-5 R99 版本的 TD-SCDMA 网络结构图

R99 中 CS 域的功能实体包括 MSC、VLR 等。运营商可以根据连接方式的不同将 MSC 设置为 GMSC、SM-GMSC、SM-IWMSC 等。为实现网络互通，在系统中配置 IWF（一般结合 MSC)。

除上述功能实体之外，PS 域特有的功能实体包括 SGSN 和 GGSN，为用户提供分组数据业务。HLR、AuC、EIR 为 CS 域和 PS 域共用设备。

R99 的主要功能实体包括以下几种。

1. 移动交换中心（MSC)

MSC 为电路域特有的设备，用于连接无线系统（包括 BSS、RNS）和固定网。MSC 完成电路型呼叫所有功能，如控制呼叫接续，管理 MS 在本网络内或与其他网络（如 PSTN/ISDN/PSPDN、其他移动网等）的通信业务，并提供计费信息。

2. 拜访位置寄存器（VLR)

VLR 为电路域特有的设备，存储着进入该控制区域内已登记用户的相关信息，为移动用户提供呼叫接续的必要数据。当 MS 漫游到一个新的 VLR 区域后，该 VLR 向 HLR 发起位置登记，并获取必要的用户数据，当 MS 漫游出控制范围后，需要删除该用户数据，因此可将 VLR 看作一个动态数据库。

一个 VLR 可管理多个 MSC，但在实现中通常都将 MSC 和 VLR 合为一体。

3. 归属位置寄存器（HLR）

HLR 为 CS 域和 PS 域共用设备，是一个负责管理移动用户的数据库系统。PLMN 可以包含一个或多个 HLR，具体配置方式由用户数、系统容量以及网络结构所决定。HLR 存储着本归属区的所有移动用户数据，如识别标志、位置信息、签约业务等。

当用户漫游时，HLR 接收新位置信息，并要求前 VLR 删除用户所有数据。当用户被叫时，HLR 提供路由信息。

4. 鉴权中心（AuC）

AuC 为 CS 域和 PS 域共用设备，是存储用户鉴权算法和加密密钥的实体。AuC 将鉴权和加密数据通过 HLR 发往 VLR、MSC 以及 SGSN，以保证通信的合法和安全。每个 AuC 和对应的 HLR 关联，只通过该 HLR 和外界通信。通常 AuC 和 HLR 结合在同一个物理实体中。

5. 设备识别寄存器（EIR）

EIR 为 CS 域和 PS 域共用设备，存储着系统中使用的移动设备的国际移动设备识别码（IMEI）。其中，移动设备被划分“白”、“灰”、“黑”三个等级，并分别存储在相应的表格中。目前我国没有用到该设备。

一个最小化的 EIR 可以只包括最小“白表”（设备属于“白”等级）。

6. 网关 MSC（GMSC）

GMSC 是电路域特有的设备。GMSC 作为系统与其他公用通信网之间的接口，同时还具有查询位置信息的功能。如 MS 被呼时，网络如不能查询该用户所属的 HLR，就需要通过 GMSC 查询，然后将呼叫转接到 MS 目前登记的 MSC 中。

具体由运营商决定哪些 MSC 可作为 GMSC，如部分 MSC 或所有的 MSC。

7. 服务 GPRS 支持节点（SGSN）

SGSN 为 PS 域特有的设备。SGSN 提供核心网与无线接入系统 BSS、RNS 的连接，在核心网内，SGSN 与 GGSN/GMSC/HLR/EIR/SCP 等均有接口。SGSN 完成分组型数据业务的移动性管理、会话管理等功能，管理 MS 在移动网络内的移动和通信业务，并提供计费信息。

8. 网关 GPRS 支持节点（GGSN）

GGSN 也是分组域特有的设备。GGSN 作为移动通信系统与其他公用数据网之间的接口，同时还具有查询位置信息的功能。如 MS 被呼时，数据先到 GGSN，再由 GGSN 向 HLR 查询用户的当前位置信息，然后将呼叫转接到目前登记的 SGSN 中。GGSN 也提供计费接口。R99 中核心网的接口协议如表 2-1[11]所示。

表 2-1 R99 核心网的接口名称与含义

接口名	连接实体	信令与协议
A	MSC——BSC	BSSAP
Iu-CS	MSC——RNS	RANAP
B	MSC——VLR	
C	MSC——HLR	MAP

（续）

接口名	连接实体	信令与协议
D	VLR——HLR	MAP
E	MSC——MSC	MAP
F	MSC——EIR	MAP
G	VLR——VLR	MAP
Gs	MSC——SGSN	BSSAP+
H	HLR——AuC	
	MSC——PSTN/ISDN/PSPDN	TUP/ISUP
Ga	GSN——CG	GTP'
Gb	SGSN——BSC	BSSGP
Gc	GGSN——HLR	MAP
Gd	SGSN——SMS-GMSC/IWMSC	MAP
Ge	SGSN——SCP	CAP
Gf	SGSN——EIR	MAP
Gi	GGSN——PDN	TCP/IP
Gp	GSN——GSN（Inter PLMN）	GTP
Gn	GSN——GSN（Intra PLMN）	GTP
Gr	SGSN——HLR	MAP
Iu-PS	SGSN——RNC	RANAP

2.4.2 R4 网络结构及接口

图 2-6 是 R4 版本的 PLMN 基本网络结构，图中所有功能实体都可作为独立的物理设备。关于 Nb、Mc 和 Nc 等接口的标准包括在 23.205 和 29 系列的技术规范中。

在实际应用中一些功能可能会结合到同一个物理实体中，如 MSC/VLR、HLR/AuC 等，使得某些接口成为内部接口。

R4 版本中 PS 域的功能实体 SGSN 和 GGSN 没有改变，与外界的接口也没有改变。CS 域的功能实体仍然包括 MSC、VLR、HLR、AuC 和 EIR 等设备，相互间关系也没有改变。但为了满足全 IP 网发展需要，R4 版本中 CS 域实体有所变化，如下所示。

MSC 根据需要可分成两个不同的实体：MSC 服务器（仅用于处理信令）和电路交换媒体网关（CS-MGW，用于处理用户数据）。MSC 服务器和 CS-MGW 共同完成 MSC 功能。对应的 GMSC 也分成 GMSC 服务器和 CS-MGW。

MSC 服务器主要由 MSC 的呼叫控制和移动控制组成，负责完成 CS 域的呼叫处理等功能。MSC 服务器终接用户－网络信令，并将其转换成网络－网络信令。MSC 服务器也可包含 VLR，以处理移动用户的业务数据和 CAMEL 相关数据。

MSC 服务器可通过接口控制 CS-MGW 中媒体通道的关于连接控制的部分呼叫状态。

CS-MGW 是 PSTN/PLMN 的传输终接点，并且通过 Iu 接口连接核心网和 UTRAN。CS-MGW 可以是从电路交换网络来的承载通道的终接点，也可是分组网来的媒体流（例如 IP 网中的 RTP 流）的终接点。在 Iu 接口上，CS-MGW 可支持媒体转换、承载控制和有效载荷处理（例如多媒体数字信号编解码器、回音消除器、会议桥等），可支持 CS 业务的不同 Iu 选项（基于 AAL2/ATM 或基于 RTP/UDP/IP）。

CS-MGW 的功能有：与 MSC 服务器和 GMSC 服务器相连，进行资源控制；拥有并使用回音消除器等资源，可具有多媒体数字信号编解码器。

CS-MGW 可具有必要的资源以支持 UMTS/GSM 传输媒体，而且可要求 H.248 裁剪器支持

附加的多媒体数字信号编解码器和成帧协议等。

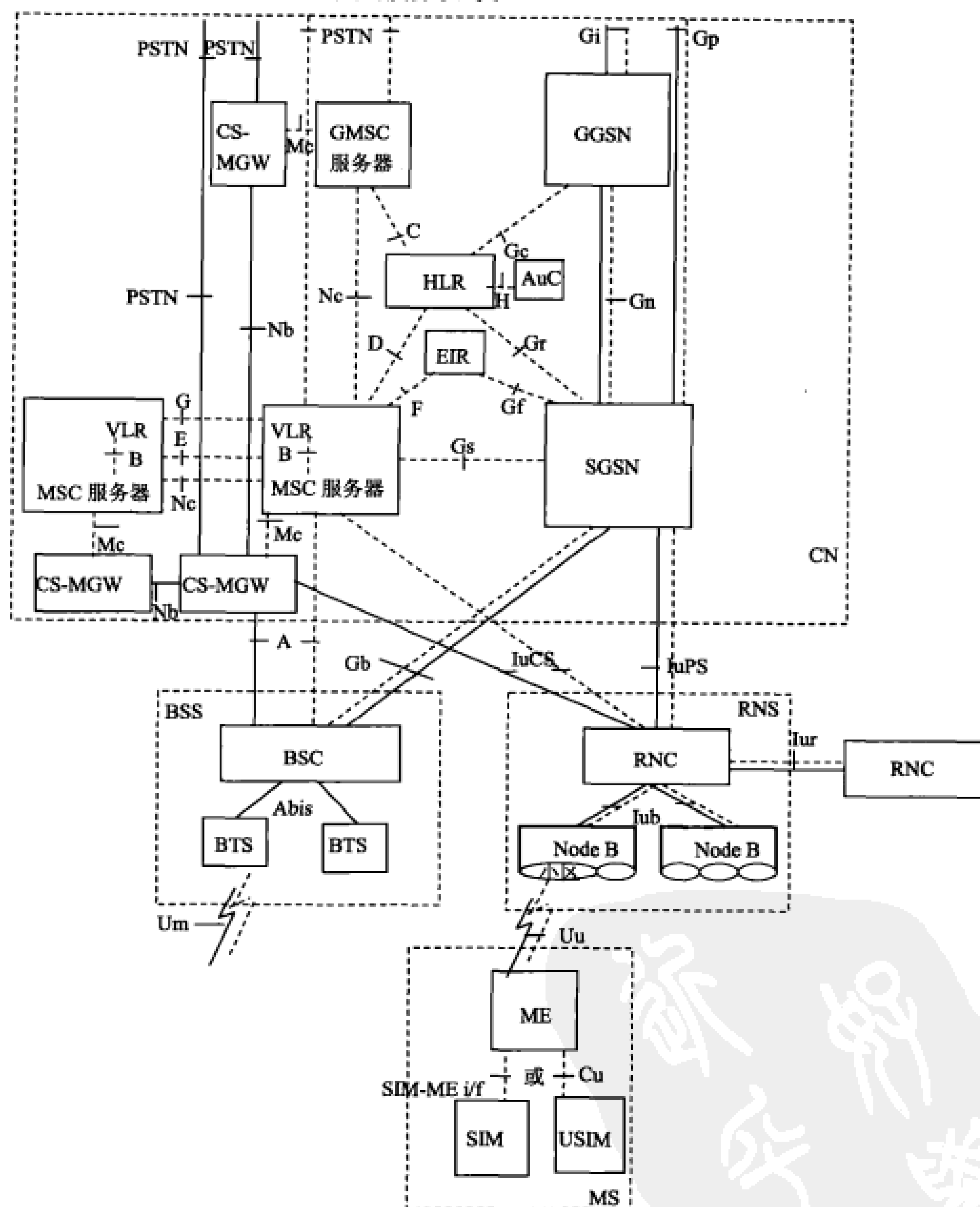


图 2-6 R4 的网络结构图

CS-MGW 的承载控制和有效载荷处理能力也用于支持移动性功能，如 SRNS 重分配/切换和定位。目前期待 H.248 标准机制可运用于支持这些功能。

GMSC 服务器主要由 GMSC 的呼叫控制和移动控制组成。

HLR 可更新为归属位置服务器（HSS），详细内容见 R5 网络介绍。

R4 新增一个实体：信令网关（SGW）。

在 R4 网络中可以使用两种信令传送方式：基于 TDM 的传统 SS7 方式和基于 IP 的 SS7 方式（也称为 SIGTRAN 信令传送网络）。

当使用两种不同信令传送方式的设备互相通信时，就需要一个信令网关 SGW 来完成相关承载协议的转换。SGW 主要完成传输层的信令转换，也就是完成传统 SS7 的 MTP 协议与 SIGTRAN 的 SCTP/IP 之间的转换。对于 MTP 之上的应用层，如 MAP/CAP/ISUP/BICC 等协议，SGW 是不会加以处理的。

在 R4 网络中也新增一些接口协议，如表 2-2[11]所示。

表 2-2 R4 核心网外部接口名称与含义

接口名	连接实体	信令与协议
A	MSC——BSC	BSSAP
Iu-CS	MSC——RNS	RANAP
B	MSC——VLR	
C	MSC——HLR	MAP
D	VLR——HLR	MAP
E	MSC——MSC	MAP
F	MSC——EIR	MAP
G	VLR——VLR	MAP
Gs	MSC——SGSN	BSSAP+
H	HLR——AuC	
	MSC——PSTN/ISDN/PSPDN	TUP/ISUP
Ga	SGSN——CG	GTP'
Gb	SGSN——BSC	BSSGP
Gc	GGSN——HLR	MAP
Gd	SGSN——SM-GMSC/IWMSC	MAP
Ge	SGSN——SCP	CAP
Gf	SGSN——EIR	MAP
Gi	GGSN——PDN	TCP/IP
Gp	GSN——GSN（Inter PLMN）	GTP
Gn	GSN——GSN（Intra PLMN）	GTP
Gr	SGSN——HLR	MAP
Iu-PS	SGSN——RNC	RANAP
Mc	（G）MSC 服务器——CS-MGW	H.248
Nc	MSC 服务器——GMSC 服务器	ISUP/TUP/BICC
Nb	CS-MGW——CS-MGW	
Mh	HSS——R-SGW	

2.4.3 R5 网络结构及接口

如图 2-7 所示，R5 版本的网络结构和接口形式与 R4 版本基本一致。差别主要是：当 PLMN 包括 IM（IP Multimedia）子系统时，HLR 被 HSS 所替代；另外，BSS 和 CS-MSC、MSC 服务器之间同时支持 A 接口及 Iu-CS 接口，BSC 和 SGSN 之间支持 Gb 及 Iu-PS 接口。

R5 版本的最大区别在于引进了 IP 多媒体子系统（IMS，IP Multimedia Subsystem）。为简洁起见，不再赘述 R5 的其他接口协议。图 2-8 是 R5 版本的 IMS 基本网络结构，主要表示 IMS 域的功能实体和接口。图中所有功能实体都可作为独立的物理设备。相关功能实体介绍可以参看 R5 的 23.002 协议。

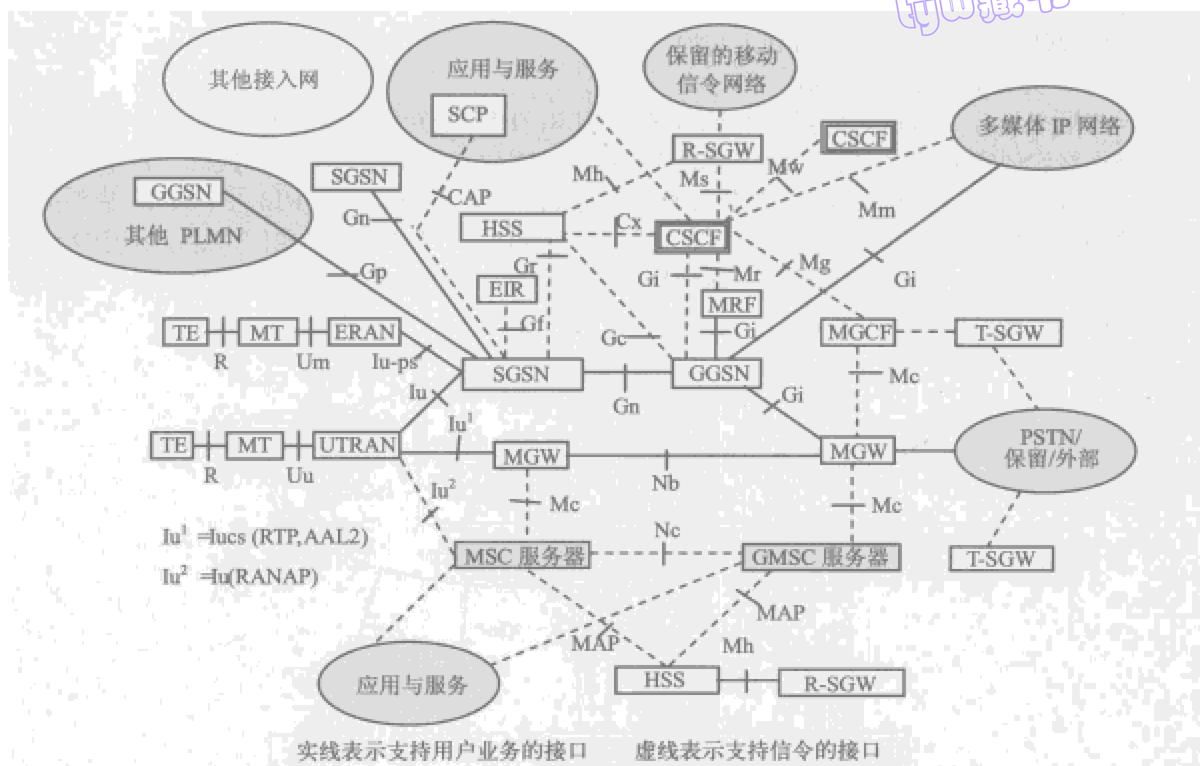
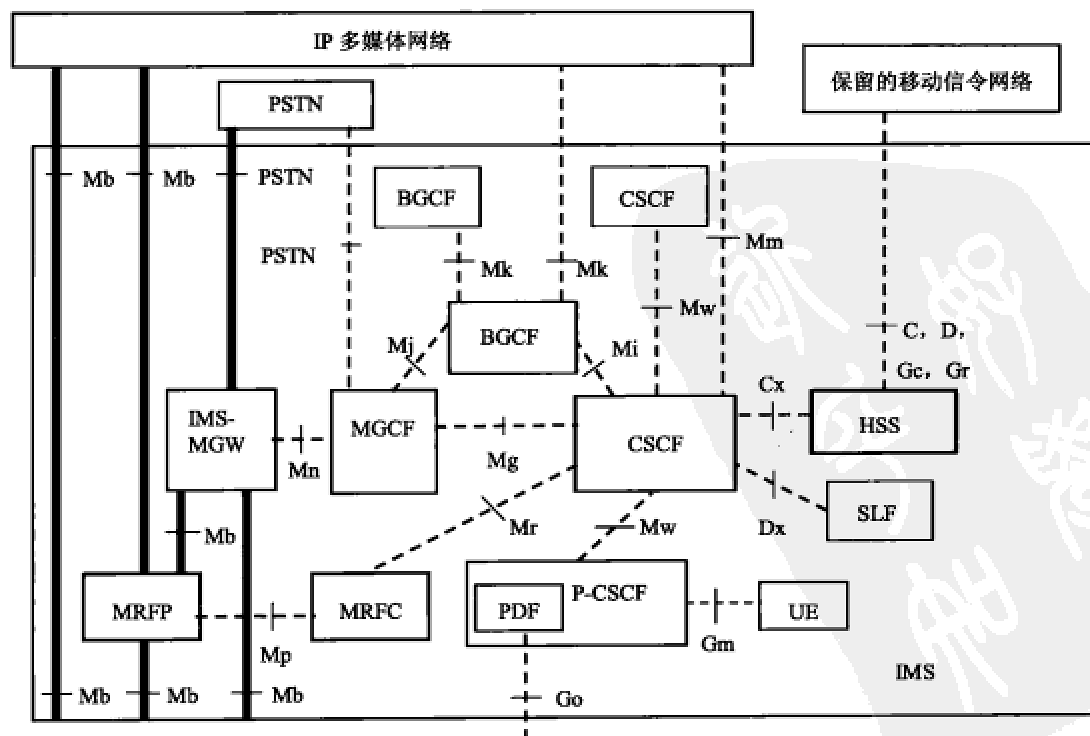


图 2-7 R5 的网络结构图



粗线表示支持用户业务的接口　　点划线表示支持信令的接口

图 2-8 R5 的 IMS 网络结构图

R5 新增的主要物理实体有如下几种。

1. 归属位置服务器（HSS）

当网络具有 IMS 时，需要利用 HSS 替代 HLR。HSS 是网络中移动用户的主数据库，存储支持网络实体完成呼叫/会话处理相关的业务信息。例如，HSS 通过鉴权、授权、名称/地址解析、位置依赖等，支持呼叫控制服务器顺利完成漫游/路由等流程。和 HLR 一样，HSS 负责维护管理有关用户识别码、地址信息、安全信息、位置信息、签约服务等用户信息。基于这些信息，HSS 可支持不同控制系统（CS 域控制、PS 域控制、IM 控制等）的 CC/SM 实体。HSS 的基本结构与接口如图 2-9 所示。

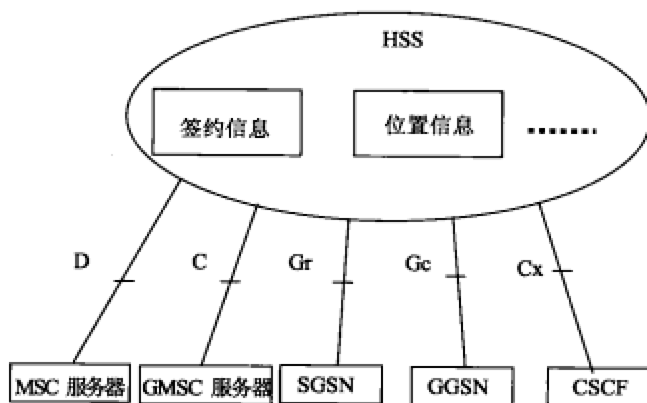


图 2-9 HSS 的基本结构与接口

HSS 可集成不同类型的信息，在增强核心网对应用和服务域的业务支持的同时，对上层屏蔽不同类型的网络结构。HSS 支持的功能包括：IMS 请求的用户控制功能；PS 域请求的有关 HLR 功能子集；CS 域部分的 HLR 功能（如果容许用户接入 CS 域或漫游到传统网络）。

2. 呼叫会话控制功能（CSCF）

CSCF 的功能形式有 Proxy CSCF（P-CSCF）、Serving CSCF（S-CSCF）或 Interrogating CSCF（I-CSCF）。P-CSCF 是 UE 在 IM 子系统中的第一个接入点。S-CSCF 处理网络中的会话状态。I-CSCF 主要用于路由相关的 SIP 呼叫请求，类似电路域 GMSC 的作用。

3. 策略判决功能（PDF）

策略判决功能是 P-CSCF 中的一个逻辑功能实体。如果 PDF 单独作为一个物理实体来实现，那么 PDF 与 P-CSCF 之间的接口是未标准化的接口。

4. 媒体网关控制功能（MGCF）

MGCF 的功能有：

- ❑ 控制 IM-MGW 媒体信道中关于连接控制的部分呼叫状态；
- ❑ 与 CSCF 通信；
- ❑ 根据从传统网络来的呼叫路由号码选择 CSCF；
- ❑ 进行 ISUP 与 IMS 的呼叫控制协议的转换；
- ❑ 接收带外信息并转发到 CSCF/IM-MGW。

5. IP 多媒体子系统—媒体网关（IMS-MGW）

IMS-MGW 是来自电路交换网络的承载通道和来自组网的媒体流的终结点。IMS-MGW 可支持媒体转换，承载控制和有效载荷处理（例如多媒体数字信号编解码器、回音消除器、会议桥等）。

IMS-MGW 的功能有：

- 与 MGCF、MSC 服务器和 GMSC 服务器相连，进行资源控制；
- 拥有并使用回音消除器等资源；
- 可能需要具有多媒体数字信号编解码器。

IMS-MGW 可具有必要的资源以支持 UMTS/GSM 传输媒体，而且可要求 H.248 裁剪器支持附加的多媒体数字信号编解码器和成帧协议等。

6. 多媒体资源功能控制器（MRFC）

MRFC 完成的功能有：

- 控制 MRFP 中的媒体流资源；
- 解释从应用服务器和 S-CSCF 发来的信息（如会话标识符），用以控制 MRFP；
- 产生 CDR。

7. 多媒体资源功能处理器（MRFP）

MRFP 的功能有：

- 控制 Mb 接口的承载资源；
- 提供资源以供 MRFC 控制；
- 混合各种入局的媒体流（如多方通话）；
- 为多媒体通知音提供媒体流；
- 处理媒体流（如音频编码转换、媒体分析）。

8. 用户定位功能（SLF）

CSCF 在注册和会话建立过程中会查询 SLF，获得保存某用户详细签约信息的 HSS 的地址信息。S-CSCF 在注册过程中也会查询 SLF。在单 HSS 环境中不需要配置 SLF。

9. 穿透网关控制功能（BGCF）

BGCF 用于选择那些将发生 PSTN/CS 域穿透（也就是互通）的网络。如果 BGCF 判定穿透将在其所在的网络发生，它会选择一个 MGCF，用于负责 PSTN 与 CS 域的互通。如果穿透是位于其他网络，该 BGCF 将把相关的会话信令转发给该选定网络的 BGCF。

BGCF 的功能如下。

- 接收从 S-CSCF 送来的、要求为某会话选择合适的 PSTN/CS 域穿透点的请求。
- 选择将发生 PSTN 与 CS 域互通（穿透）的网络。如果网络的互通是发生在其他网络的，那么该 BGCF 将把 SIP 信令转发给那个网络的 BGCF。如果网络的互通是发生在其他网络，并且运营者要求网络隐藏，那么该 BGCF 会通过 I-CSCF 把相关 SIP 信令转发给相关网络的 BGCF。
- 当网络互通（穿透）发生在本网络时，BGCF 会选择一个 MGCF，并把相关 SIP 信令转发给该 MGCF。
- 产生 CDR。

在选择将发生网络互通的网络时，BGCF 可以根据其他接口获取的信息，也可以根据管理信息来做出决定。

2.4.4 R6 网络结构及接口

R6 版本功能于 2004 年 12 月确定。如图 2-10 所示，R6 版本核心网在 R5 IMS 基础上提出的网络框架基本没有改变，只是将 PDF 从 P-CSCF 中分离出来，二者之间的接口定义为 Gq 接口。在 QoS 方面，3GPP 已经定义了端到端的 QoS 概念和框架结构，具体到 IMS 的 QoS 问题

主要集中在 Gq 接口和 Go 接口（GGSN 和 PDF 之间的接口）。QoS 策略基于 SIP 会话中请求的参数，端到端的 QoS 要求则分段映射到网络的各个层面。R6 在功能上更加完善，能够支持 OMA 提出的新业务，同时在网络的互通性和兼容性上进一步增强，主要研究控制（Gq 接口）、WLAN 接入、IMS 到 CS 域的互通、IMS 到 PS 域的互通、Presence 等新业务，并在 IETF SIP 协议的基

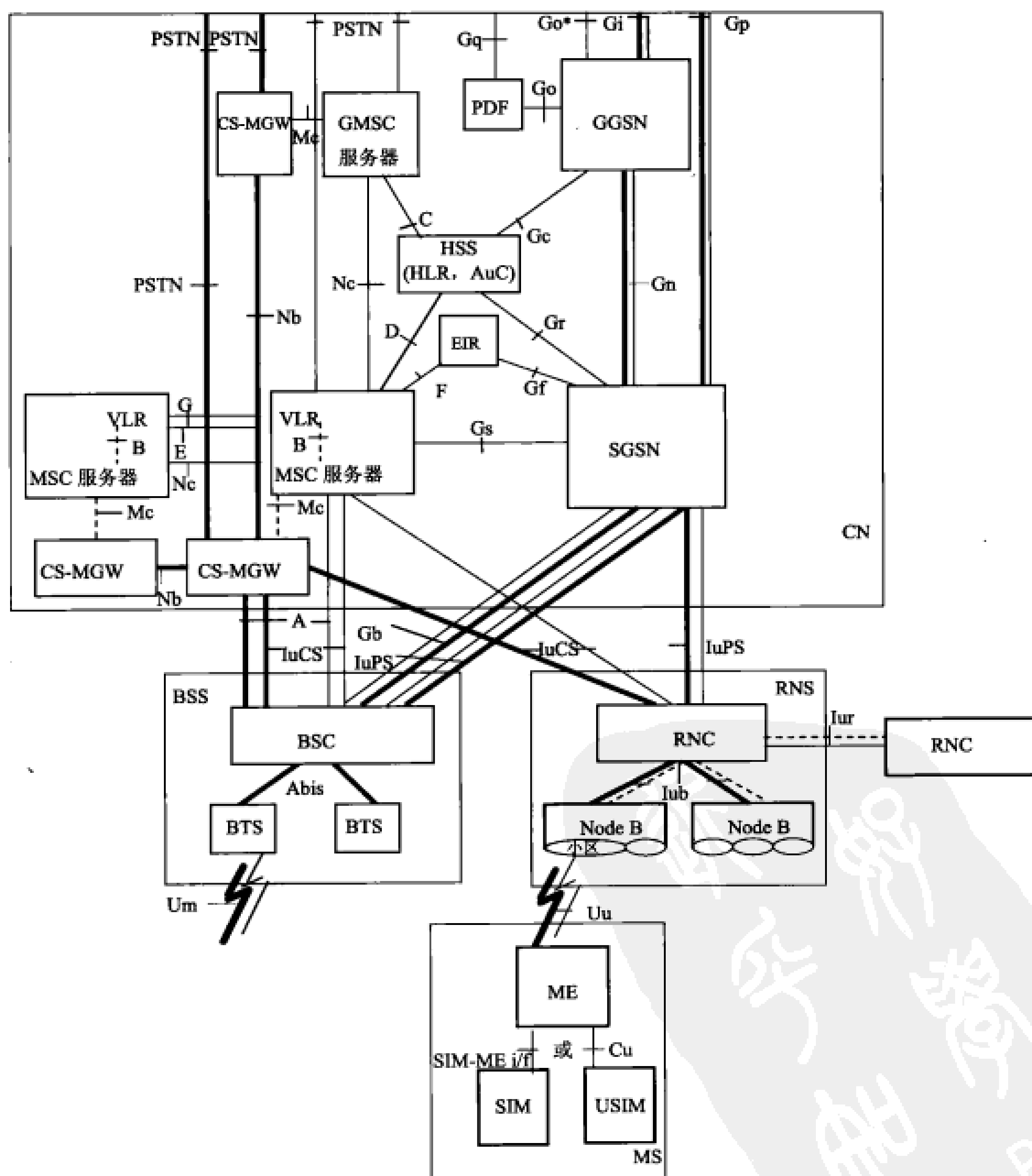


图 2-10　R6 的网络配置和接口

础上对协议进行了扩展。具体来说，R6 推出以下新增功能。

（1）引入 HSDPA（属于 R5 中的内容），用于对下行分组域的数据速率增强。在 R6 中，致力于 HSUPA 标准的制定，HSUPA 主要用于对上行分组域数据速率的增强。

（2）多媒体广播和多播业务（MBMS）。网络需要增加广播和多播中心功能实体，另外，对用户终端、接入网以及核心网均有新需求，需要对空中信道、接入网和核心网接口信令进行修改。

（3）增强空中接口，支持不同频率的 UMTS 系统，包括 UMTS850、UMTS800、UMTS1.7/2.1GHz，增强了不同频率和不同系统间的测量。

（4）定位业务增强，支持 IMS 公共标识，伽利略卫星系统应用于定位业务研究、UE 定位增强、开放式移动定位服务中心（服务无线电网络控制器接口）。

（5）增强 RAN。从 UTRAN 到 GERAN（GSM/EDGE 无线接入网）网络辅助的小区改变，需要优化网络的影响、天线倾角的远端控制、RAB 支持增强和 Iu-b/Iu-r 接口无线资源管理。

（6）IMS 第二阶段。这是在 R5 IMS 第一阶段基础上提供的新特性，包括 IMS 本地业务/Mm 接口（UE 与外部 IP 多媒体网之间的互通）、IMS 与 CS 互通、Mn 接口（IM-MG 与 MGCF 之间）增强、Mp 接口（MRFC 与 MRFP 之间）协议定义、R6 监听的需求和网络框架、PDF 与 P-CSCF 之间的 Gq 接口策略控制、基于 IPv4 与基于 IPv6 的 IMS 互通和演进、Cx 和 Sh 接口增强（定义公共标识和公共标识的共享的 CR 已经通过，3GPP 新规范中将采用基于 Diameter 的接口）[12]、IMS 群组管理、IMS 附加 SIP 能力、IMS 会议业务、IMS 消息业务。

（7）基于不同 IP 连接网的 IMS 互通，包括 3GPP IMS 用户与 3GPP2 IMS、固网 IMS 等用户之间的互通。

（8）Push 业务。网络主动向用户 Push 内容，根据网络和用户的能力推出多种实现方案。

（9）在线。实时了解用户的状态和可及性等信息。

（10）增强安全。包括基于 IP 传输的网络域安全、应用 IPSec 等安全技术。

（11）WLAN-UMTS 互通，通过 WLAN 接入的用户可与 UMTS 用户一样使用移动网业务，其间需要经过多个互通层面，包括统一鉴权、计费、利用移动网提供的 PS 和 IMS 业务、不同接入方式切换时业务不中断。

（12）优先业务。指导电路域优先业务的实现，分组域和 IMS 优先业务将来考虑。

（13）网络共享。多个移动运营商有各自独立的核心网或业务网，但共享接入网。

（14）增强 QoS，提供端到端 QoS 动态策略控制增强。

（15）计费管理。包括对 WLAN 计费、基于 IP 流的承载计费和在线计费系统等的管理。

（16）PoC（无线一键通）。UMTS 移动网为 PTT 业务提供承载能力，PTT 业务应用层规范由 OMA 制定。

不论是现在商用的还是正在试验的 3G 标准都不是基于全 IP 的网络，比如 CDMA 2000 是基于 ANSI-41，WCDMA/TD-SCDMA 是基于传统的 GSM、R4 软交换的承载和控制分离方式，而直到 R5 引入了 IMS 才实现全 IP 的核心网。显然全 IP 的核心网也是 3G 发展的方向。采用基于全 IP 的核心网不但可以与无线接入方式独立发展，还可以支持包括 WiFi、WiMAX、WCDMA 等多种无线接入方式。在 3G 的 R6 中已经开始把 WLAN 和 3G 一同考虑了。WiFi/WiMAX 和 3G 不同的承载特性（吞吐量、延时 QoS、对称性等）为用户享受语音、数据、多媒体业务提供更多的接入方式选择。它们可通过共用开放的业务平台融合不同的业务引擎实现网络间互通。根据网络服务区内的性能，用户可以手工或者自动选择接入哪个网络。支持 WLAN 和 3G 网络的运营支撑系统，可以对双网实现统一的运营管理、计费、甚至用户身份认证，最大限度降低

网络建设和维护成本。

R7 版本主要继续 R6 未完成的标准和业务（如 MIMO 技术，包括多种 MIMO 实现技术等）制定工作，将考虑支持通过 CS 域承载 IMS 话音、通过 PS/IMS 域提供紧急服务、提供基于 WLAN 的 IMS 话音与 GSM 网络的电路域的互通、提供 xDSL 和 Cable Modem 等固定接入方式。同时引入 OFDM，完善 HSDPA 和 HSUPA 技术标准。

随着用户对多业务需求的不断提高，TD-SCDMA 标准在不同的版本中引入很多新业务，使业务向多样化、个性化方向发展，代表性的有虚拟归属环境概念、引入基于 IP 的多媒体业务及其他形式多样的补充业务等。

TD-SCDMA 系统的整体演进方向为：网络结构向全 IP 化发展，业务向多样化、多媒体化和个性化方向发展，无线接口向高速传输分组数据发展，小区结构向多层次、多制式、重复覆盖方向发展，用户终端向支持多制式、多频段方向发展。

参考文献

[1] 3GPP TS 25.420 UTRAN Iur interface general aspects and principles.

[2] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现. 北京：电子工业出版社，2004.

[3] 3GPP TS 25.413 UTRAN Iu interface Radio Access Network Application Part (RANAP) signalling.

[4] 3GPP TS 25.423 UTRAN Iur interface Radio Network Subsystem Application Part (RNSAP) signalling.

[5] 3GPP TS 25.433 UTRAN Iub interface Node B Application Part (NBAP) signaling.

[6] 李立华，陶小峰，张平，杨晓辉. TD-SCDMA 无线网络技术. 北京：人民邮电出版社，2007.

[7] 3GPP TS 25.401 V5.8.0 UTRAN overall description – Release 5.

[8] 3GPP TS 25.426 UTRAN Iur and Iub interface data transport &transport signalling for DCH data streams.

[9] 3GPP TS 25.427 UTRAN Iur/Iub interface user plane protocol for DCH data streams.

[10] 段红光，毕敏，肖理兵，郑建宏. TD-SCDMA 网络规划优化方法与案例. 北京：人民邮电出版社，2008.

[11] 华为技术有限公司. 华为 WCDMA 系统基本原理教材.

[12] 3GPP TS 23.228 IP Multimedia Subsystem(IMS) (Stage2) – Release 6.

第3章　TD-SCDMA接入网接口

如前文所述，TD-SCDMA 系统结构完全遵循 3GPP 指定的 UMTS 网络结构。它可以分为 CN 和 UTRAN。这一网络结构及其对应的接口配置和信令交互会极大地影响整个系统的性能。要想了解 TD-SCDMA 系统的工作原理及其实现的各种流程，就需要深入理解与接入网相关的接口规范和网络结构。

与 TD-SCDMA 接入网相关的接口主要包括 UTRAN 和 UE 之间的 Uu 接口、CN 和 UTRAN 之间的 Iu 接口，以及 UTRAN 内 Node B 和 RNC 之间的 Iub 接口和 RNC 之间的 Iur 接口。在 3G 通信系统中，根据连接到不同的域，这些接口又可以分成连接到核心网 CS 域的，连接到 PS 域的，连接到 BC 域的。以 Iu 接口为例，Iu-CS 是连接到 CS 域的 Iu 接口，Iu-PS 接口是连接到 PS 域的 Iu 接口，而 Iu-BS 则是连接到 BC 域的 Iu 接口。这一分类意味着它们有不同的信令和用户数据连接。

第4章将具体介绍Uu接口，本章则具体介绍Iu、Iur、Iub接口的结构和功能。

3.1　Iu 接口

3.1.1　概述

1. Iu 接口结构[1~6]

Iu 接口定义在核心网和 UTRAN 之间的边界，其协议分为用户平面协议和控制平面协议。其中，用户平面协议实现无线接入业务，通过接入层传送用户数据；控制平面协议控制无线接入承载以及 UE 和网络之间的连接，完成非接入层（NAS，Non Access Stratum）消息的透明传送[1]。

图 3-1 描述了 Iu 接口的逻辑结构。从 Iu 端看，UTRAN 的接入点是一个 RNC。连接到核心网 CS 域的 Iu 接口叫 Iu-CS，连接到 PS 域的 Iu 接口叫 Iu-PS，连接到广播域的接口叫 Iu-BC。区分 Iu-CS 和 Iu-PS 这两个接口意味着到电路交换和到分组交换有不同的信令和用户数据连接。

Iu 接口支持以下过程。

- ❑ 无线接入承载的建立、维护和释放过程。
- ❑ 完成系统内切换、系统间切换和 SRNS 重定位的过程。
- ❑ 小区广播业务过程。
- ❑ 与特定 UE 无关的一系列过程。
- ❑ 用户特定信令管理，每个用户在协议等级上的分离。
- ❑ UE 和 CN 之间 NAS 信令消息的传送。
- ❑ 传送从 CN 到 UTRAN 请求的位置业务以及从 UTRAN 到 CN 的位置信息。
- ❑ 一个 UE 同时接入到多个 CN 域。
- ❑ 分组数据流的资源预留机制。

2. Iu 接口协议结构

Iu 接口协议栈的所有域可分为无线网络层和传输网络层。在无线网络层中，对于 PS 域和 CS 域，Iu 接口协议分为控制平面和用户平面，对应的协议分别是无线接入网络应用部分

(RANAP, Radio Access Network Application Part)协议和 Iu 接口用户平面(Iu UP, Iu User Plane)帧协议。对于 BC 域,不区分控制平面和用户平面,对应的协议是业务域广播协议(SABP, Service Area Broadcast Protocol)。RANAP 也可以在 CN 和 UE 之间透明地传送消息,而不需要 UTRAN 的解释和处理,图 3-2 为 RANAP 的 Iu-CS 的协议结构,图 3-3 为 RANAP 的 Iu-PS 的协议结构。图 3-4 为 SABP 的 Iu-BC 协议结构。

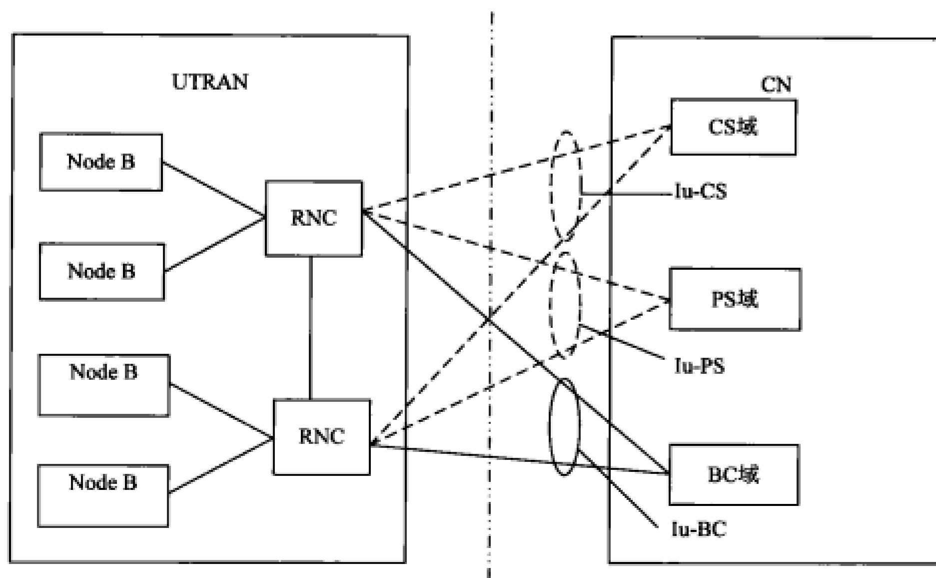


图 3-1 Iu 接口的逻辑结构

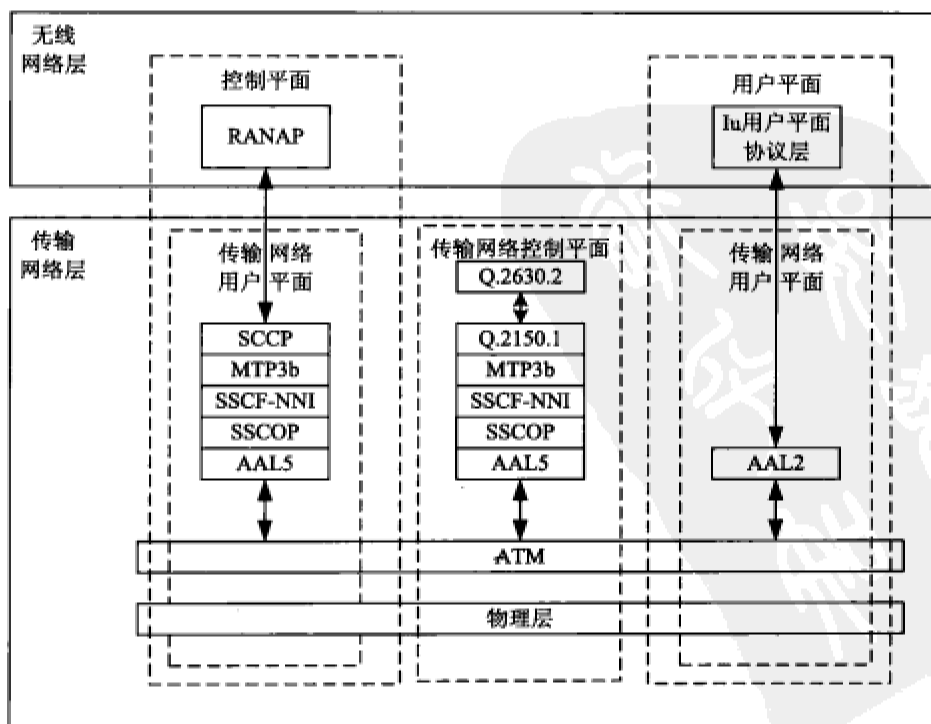


图 3-2 Iu-CS 的协议结构

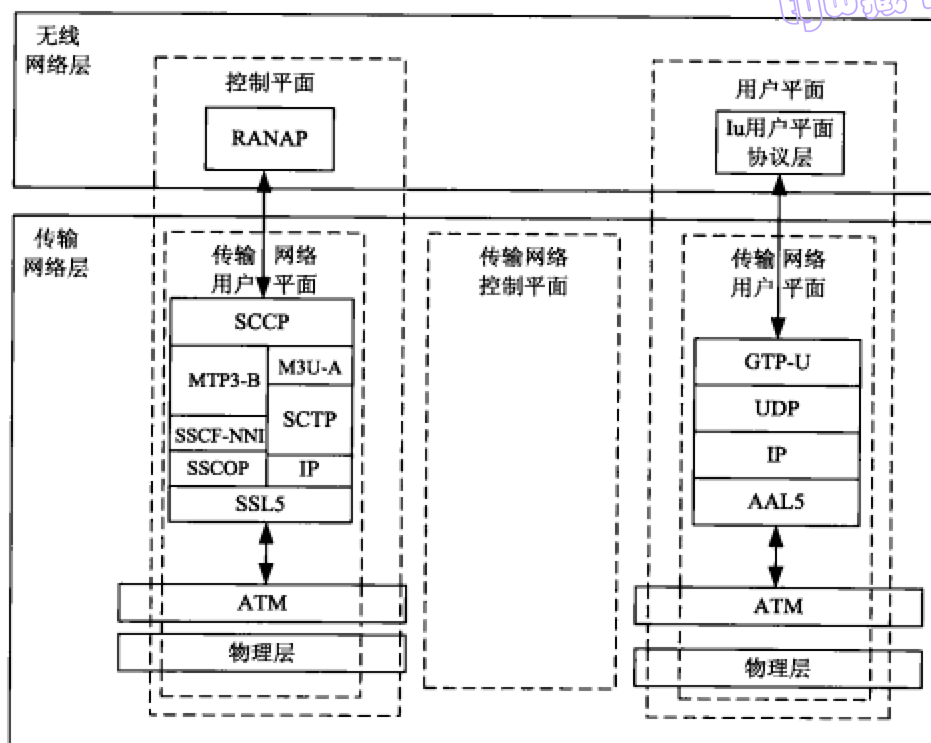


图 3-3 Iu-PS 的协议结构

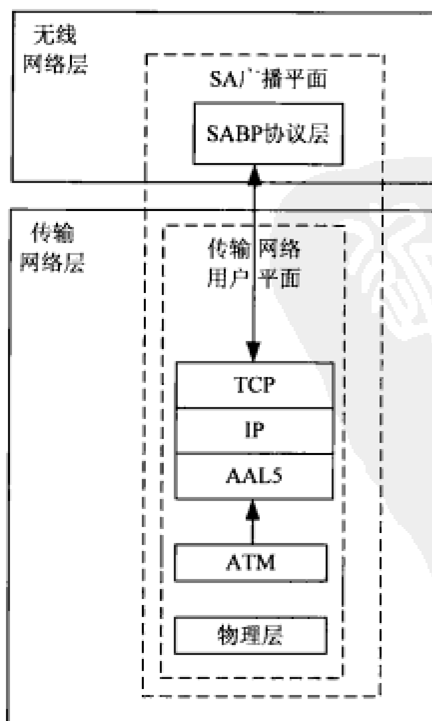


图 3-4 Iu-BC 协议结构

3.1.2 Iu 接口协议的功能和划分

本节定义了核心网和 UMTS 无线接入网络之间的功能划分，还定义了各功能之间的可能交互。其中，有些功能仅涉及 CN 或 UMTS 实体，而有些功能则需要两者共同参与。具体功能划分如下。

1. 无线接入承载（RAB）管理功能

- RAB 建立、修改和释放功能

RAB 被定义为在 UE 和 CN 之间建立，由 CN 控制 UTRAN 进行建立、修改和释放。根据预约、业务和请求的 QoS 等的不同将使用不同类型的 RAB。RAB 的识别由 CN 通过映射非接入层绑定信息到 RAB ID 来实现，一个特定 CN 域的给定 UE 在无线承载和 Iu 承载上具有全局意义。RAB 的建立、修改和释放是由 CN 控制、UTRAN 执行的，当 UTRAN 不能与一个 UE 保持已建立的 RAB 时，UTRAN 启动触发 RAB 释放请求。

- 映射到 Uu 承载功能的 RAB 特性

RAB 在 Uu 接口上的映射是把无线接入承载映射到 Uu 承载，在建立 RAB 期间执行。UTRAN 将完成承载之间的映射。

- 映射到 Iu 传递承载的 RAB 特性

RAB 在 Iu 接口上的映射是把无线接入承载映射到 Iu 接口传送承载，在 RAB 建立期间完成。由于是 UTRAN 建立 AAL2 连接，所以若使用了 AAL2，UTRAN 将完成承载之间的映射。对于 IP 域的 RAB，UTRAN 将完成无线接入承载和 IP 层之间的映射。

- RAB 排队、抢占和优先级功能

CN 根据预约信息、QoS 信息等确定 RAB 的指派/保持优先级，并使用 RAB 的优先级指示、RAB 的抢占能力以及排队的指示相应地请求 RAB 的建立或修改。UTRAN 将相应地完成排队和资源抢占。

2. 无线资源管理

当收到来自 CN 的请求建立或修改无线接入承载时，RNC 将分析无线资源状况，允许控制接受或拒绝请求。这部分称为“无线资源允许控制”，由 RNC 来处理。如果请求排队，这部分由 RAB 排队、抢占和优先级功能处理。

3. 广播信息管理

这个功能存在于整个网络或网络不同部分的覆盖区内，从网络向 UE 广播信息。有 3 类广播信息管理：UTRAN 广播信息管理、CN 广播信息管理和小区广播信息管理。所有的 UTRAN 广播信息管理将在本地的 UTRAN 内处理，所有与 CN 有关的广播信息和小区广播信息由 CN 控制，UTRAN 执行 CN 信息及小区广播信息的广播。

4. Iu 链路管理功能

- Iu 信令链路管理功能

Iu 信令链路管理功能在 UTRAN 和 CN 之间提供可靠的无线网络信令传送，CN 和 UTRAN 都管理这个功能。这个功能尤其负责 Iu 信令连接的建立（可以由 CN 或 RNC 建立） 和 Iu 信令连接的释放（可能是 CN 根据 UTRAN 请求进行控制）。

- ATM 虚连接管理功能

这个功能指处理 CN 和 UTRAN 之间的 ATM 虚连接（VC，Virtual Connection），即建立、维持和释放 ATM 虚连接。该功能也包括用于特定 RAB 的虚电路选择，对 Iu 无线接入承载业务请求的 ATM 虚连接选择将由 UTRAN 完成，被选择虚连接将满足请求的要求。

- AAL2 连接建立和释放功能

这个功能用于根据 Iu 无线接入承载业务的请求，在 CN 和 UTRAN 之间建立和释放 AAL2（ATM Adaptation Layer 2）连接。UTRAN 和 CN 参与 AAL2 连接的建立。UTRAN 启动 AAL2 连接的建立和释放。Iu 传送承载对于 AAL2 的使用取决于 CN 的类型。

- AAL5 管理功能

在系统初始化时，将预先配置 CN 和 UTRAN 之间的 AAL5（ATM Adaptation Layer 5）连接。基本配置是永久虚电路（PVC，Permanent Virtual Circuit），对用户数据，可能是交换虚电路（SVC，Switched Virtual Circuit）。AAL5 管理由 CN 和 UTRAN 共同完成。

- GTP-U 隧道管理功能

对无线接入承载业务请求，这个功能用于建立和释放 CN 和 UTRAN 之间的 GTP-U 隧道，这涉及为每一方向分配隧道识别符和创建包含隧道信息的上下文。UTRAN 分配下行链路的隧道识别符，CN 分配上行链路的隧道识别符。CN 和 UTRAN 应保持上下文，Iu 传递承载对于 GTP-U 的使用取决于 CN 的类型。

- TCP 管理功能

这个功能用于建立和释放 CN 和 UTRAN 间 Iu-BC 的 TCP 连接，在 UTRAN 和 CN 中都存在 TCP 的管理。

- 缓冲区管理功能

缓冲区管理机制被用来完成 Iu 用户平面的拥塞控制，例如将由于拥塞而未处理的分组数据单元存储到缓冲区中。在 UTRAN 内，必须有缓冲区管理功能处理来自对等 CN 节点的分组包。缓冲区管理功能是 UTRAN 的功能。

5. *Iu U 平面（RNL）管理功能*

包括 Iu 用户平面帧协议模式选择与 Iu 用户平面帧协议初始化。无线网络层的 Iu 用户平面提供基于 RAB 激活的操作模式。对于给定的 RAB，Iu UP 在透明模式或支持模式下操作。CN 选择 Iu U 平面帧协议模式。

6. *移动性管理功能*

- 位置信息更新功能

CN 内的一些功能需要激活 UE（即已建立信令连接的 UE）的现行位置的信息，位置信息更新功能用于从 UTRAN 向 CN 传递这个信息。在 UE 信令最初连接建立时以及 UE 位置发生任何改变时，UTRAN 负责发送这种信息。

- 切换和重定位功能

包括 RNC 之间的硬切换、服务 RNS 重定位功能和系统间的切换功能。RNC 之间的硬切换功能是指当 RNC 之间没有使用 Iur 或 Iur 接口不可用时，实现从一个 RNC 到另一 RNC 的切换过程。服务 RNS 重定位功能则允许将服务 RNS 功能从一个 RNC 转移到另一 RNC（例如，在通信期间移动到较靠近 UE 的 RNC），当激活的小区管理功能已经为它创建了适当的环境时，可以应用服务 RNS 重定位过程。 系统间切换功能则是移动切换发生在属于不同系统（例如，GSM 与 UMTS）的小区间时就需执行的，此功能也意味着改变无线接入类型。

- 寻呼触发

需要时，CN 将触发 UTRAN 系统中的位置/路由选择/RNC 区域寻呼。

7. *安全功能*

- 数据保密

根据 CN 的请求加密无线接口，信令和用户数据都可能被加密，加密将在 UTRAN 中完成。CN 提供密钥和允许的算法，UTRAN 选择使用的算法。

- 数据完整性

完整性检查的目的就是要通过鉴权，确保相同单元间信令的继续。完整性检查将在 UTRAN 中完成。CN 将提供完整性钥匙和允许的算法，UTRAN 选择使用的算法。

8. 业务和网络接入功能

包括核心网信令数据传递功能、数据量报告、UE 跟踪、位置报告功能。核心网信令数据传递功能就是在 CN 和终端之间透明传送非接入层信令数据，如呼叫控制（CC，Call Control）、会话管理（SM，Session Management）、移动性管理（MM，Mobility Management）、点到点短消息业务和补充业务（SS，Supplementary Management），信令信息将在用于 UTRAN-CN 信令的同一 Iu 接口信道上透明传递。数据量报告功能用于报告到 CN 的被否定确认的数据量。UE 跟踪允许跟踪与 UE 和 UE 活动有关的各种事件，这是维护和管理（O&M，Operation and Management）功能。位置功能为 UE 完成地理位置的确定，根据 CN 的命令位置报告功能在 UTRAN 和 CN 之间传送位置信息。

9. 寻呼协调功能

两个 CN 域体系结构需要寻呼协调，即当 UE 与一个 CN 节点有信令连接时，另一个 CN 节点触发寻呼处理。寻呼协调由 UTRAN 或任选的 CN 完成，Common ID 用于 UTRAN 的寻呼协调，由 CN 提供。

3.1.3 Iu 无线网络层控制平面协议

RANAP[4]提供在 UTRAN 和 CN 之间的信令业务，UTRAN 和 CN 均需实现 RANAP 功能。根据 UMTS TS 23.110 中所定义的业务接入点（SAP，Service Access Point），RANAP 业务可分成以下 3 组。

（1）通用控制业务：涉及 RNC 和逻辑 CN 域之间的整个 Iu 接口实例，在 CN 中通过通用控制 SAP 访问。它们利用 Iu 信令承载提供的无连接的信令传送。

（2）通知业务：涉及特定的 UE 或在特定区域的所有 UE，在 CN 中通过通知 SAP 访问。它们利用 Iu 信令承载提供的无连接的信令传送。

（3）专用控制业务：涉及单个 UE，在 CN 中通过专用控制 SAP 访问。

提供这些业务的 RANAP 功能与支持 UE 的 Iu 信令连接相关。Iu 信令连接通过 Iu 信令承载提供的面向连接的信令传送。信令传送应提供 RANAP 的两个不同的业务模式。

（1）面向连接的数据传送业务。RNC 和 CN 域之间的信令连接支持该业务，可以根据需要动态地建立和释放信令连接。信令连接应提供 RANAP 消息的顺序传送。当信令连接中断时应告知 RANAP。

（2）无连接的数据传送业务。当 RANAP 消息未到达预定的 RANAP 实体时应告知 RANAP。

RANAP 协议具有以下功能。

- 重定位服务 RNC：将服务 RNC 功能和相关的 Iu 资源（RAB 和信令连接）从一个 RNC 转移到另一个 RNC。
- RAB 管理：建立、修改和释放 RAB。
- 对 RAB 的建立进行排队：允许将某些请求的 RAB 置于队列，并指示同层实体。
- 请求释放 RAB。
- 释放所有 Iu 资源：用于释放在 Iu 连接中和 UE 相关的所有资源。

- 请求释放所有 Iu 资源：虽然 Iu 的释放是从 CN 管理的，UTRAN 可以请求释放相应 Iu 连接中所有的 Iu 资源。
- 控制 Iu 接口上的过载：调整 Iu 接口上的负载。
- 复位 Iu：复位 Iu 接口。
- 给 RNC 发送 UE 标识：给 RNC 发送 UE Common Id （永久的 NAS UE 识别）。
- 寻呼用户：CN 具有寻呼 UE 的能力。
- 控制对 UE 活动的跟踪：对一特定的 UE 设置跟踪模式。
- 在 UE 和 CN 间传送 NAS 信息。包括 3 个子功能：将初始 NAS 信令消息从 UE 传送给 CN，在 UE 和 CN 间传送 NAS 信令消息，传送到 UE 的非接入层消息。
- 控制 UTRAN 中的安全模式：发送密钥（编码和一致性保护）给 UTRAN，并设置安全操作模式。
- 控制位置报告：允许 CN 设置模式使 UTRAN 报告 UE 的位置。
- 位置报告：将实际的位置信息从 RNC 传送到 CN。
- 数据量报告功能：报告在 UTRAN 上对特定 RAB 不成功传送的 DL 数据量。
- 报告一般错误状态：报告一般的差错情况。

这些功能由一个或多个 RANAP 基本过程来实现。RANAP 基本过程可分为三类：带响应的基本过程（成功或失败），不带响应的基本过程（认为总是成功），可能有多个响应的基本过程（响应消息同时报告请求成功和不成功的输出和关于请求的临时状态信息）。基本过程之间应按以下原则处理冲突：复位过程比其他基本过程优先，Iu 释放过程比除复位过程外的其他基本过程优先。

3.1.4 CN-UTRAN 用户平面协议

Iu UP[6]协议位于 Iu 接口无线网络层的用户平面，被用来传送与无线接入承载有关的用户数据。一个 Iu UP 协议实例与一个且只与一个 RAB 相关。若对一个给定的 UE 建立几个 RAB，那么这些 RAB 应该使用几个 Iu UP 协议实例。只要 Iu UP 中的一个 RAB 要求传送用户数据，在每一个 Iu 接口的接入点处都存在一个 Iu UP 协议实例。这些 Iu UP 协议实例同相关的 RAB 一起建立、重定位和释放。这些对等协议实例是否执行一些与 RAB 相关的功能，取决于后面定义的 Iu UP 的操作模式。

1. Iu UP 协议的操作模式

Iu UP 协议的操作模式分为透明模式（TrM，Transparent Mode）和预定义 SDU（Service Data Unit，业务数据单元）大小的支持模式（SMpSDU，Support Mode for predefined SDU size）两种类型。Iu UP 协议实例选择何种操作模式是 CN 根据 RAB 特性在 RAB 建立时决定的。在分配和重定位 RAB 时作出这一决定，并通知无线网络层的控制平面，然后在用户平面建立时被内部地指示给 Iu UP 协议层。模式的选择是和相关的 RAB 相联系的，除非 RAB 改变，否则不能被改变。

- TrM

透明模式是为那些除用户数据传送之外，不需要再从 Iu UP 协议获取任何特殊特性的 RAB 选择的。图 3-5 解释了 Iu UP 协议层的透明操作模式。

在透明模式下，Iu UP 协议实例通过 Iu 接口和它的对等实体不交换任何 Iu UP 协议信息。Iu UP 协议层被上层和传送网络层之间要交换的 PDU 透明通过。例如，GTP-U PDU 的传送可以运用 Iu UP 协议的这种透明模式。

- SMpSDU

支持模式是为那些除了传送用户数据外,还需要从 Iu UP 协议获得特殊特性的 RAB 选择的。当工作在支持模式下时,对等 Iu UP 协议实例交换 Iu UP 帧,而透明模式下则没有 Iu UP 帧产生。图 3-6 解释了支持模式下的 Iu UP 协议层的功能模型。

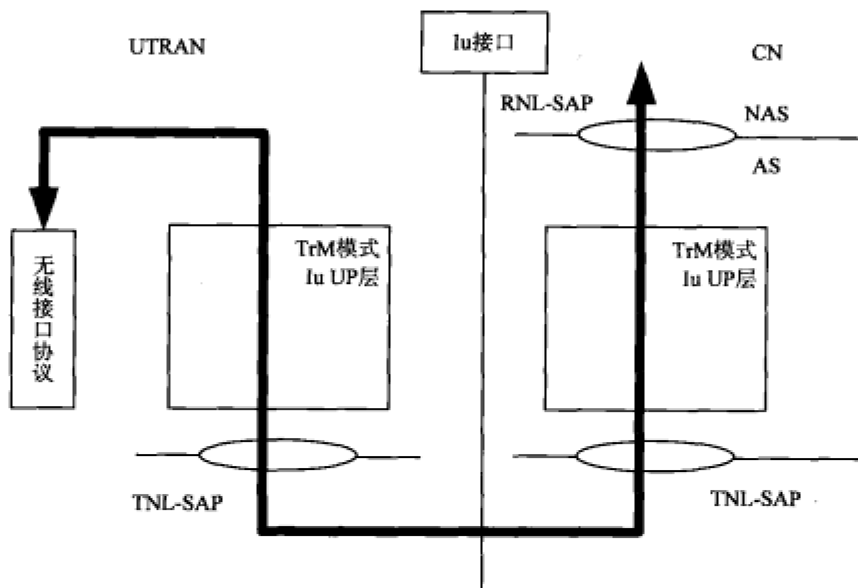


图 3-5 Iu 接口处以透明模式出现的 Iu UP 协议层

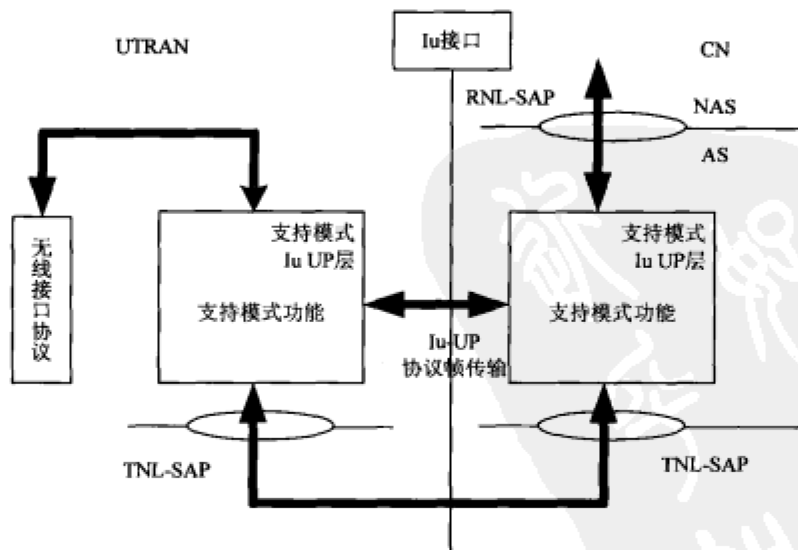


图 3-6 Iu 接口处以支持模式出现的 Iu UP 协议层

一些要求 Iu UP 协议支持的 RAB, 用特定的方式限制 Iu UP 协议并可能限制无线接口。例如, 某些 RAB 可以有可变的预定义速率。Iu UP 的支持模式是用来支持变化的用户数据流属性的。唯一定义的支持模式是 SMpSDU。例如,AMR 语音 PDU 的传送利用 Iu UP 协议的 SMPSDU,

因为它需要一些过程控制功能和一些数据流特性功能，同时要传送的用户数据的大小可以以一种预定义的模式变化。

支持模式下 Iu UP 协议层由 3 组功能组成。

（1）帧处理功能：负责一个 Iu UP 协议帧不同部分的组帧和拆帧。它取 Iu UP 协议帧的不同部分，把控制域设置成正确的值，包括帧号的处理。此外，它也保证帧控制部分的语义正确，负责与传送层之间的交互和对 Iu UP 帧头的 CRC 校验。

（2）过程控制功能：控制 Iu UP 协议级处理的许多过程。它还负责 Iu UP 帧的过程控制部分。

① 速率控制：控制 Iu UP 的可控速率中的一组允许速率的过程。这一组速率用 RAB 子流组合指示（RFCI，RAB sub- Flow Combination Indicator）和（当可用时）下行链路发送时间间隔表示。控制这个过程的功能和 Iu UP 协议层之外的功能交互。

② 初始化：控制 SMPSDU 操作必需的初始化信息的交换过程。这样的信息可包含在连接结束前或到下一个初始化过程前要用到的 RFCI 集合。这个过程也被用来协商相关 RAB 必需的 Iu UP 模式的版本。

③ 时间对准：控制通过 Iu 到 RNC 的下行链路数据的时间的过程。控制这个过程的功能和 Iu UP 协议层之外的功能交互。

④ 错误事件的处理：控制与错误情况检测有关的通过 Iu 的信息交换的过程。控制这个过程的功能和 Iu UP 协议层之外的功能交互。

（3）非接入层数据流特性功能：负责净荷的“有限的处理”和帧号的一致性检验。如果由于在收到的帧号序列中有空隙（对一个 RAB 此处帧号与时间无关）而检测到有帧丢失，应当报告给这个过程控制功能。这些功能还负责 Iu UP 帧净荷部分的 CRC 校验和计算以及帧质量分类处理。

2. 基本过程

- 用户数据传送过程

用户数据传送过程的目的是在 Iu 接口两个端点的两个 Iu UP 协议层之间传送 Iu UP 帧。因为一个 Iu UP 实例与一个且只与一个 RAB 相关，所以要传送的用户数据只与相关的 RAB 发生联系。Iu UP 实例的两端均控制这个过程，即 SRNC（Serving Radio Network Controller，服务无线网络控制器）和 CN。只要某个特定 RAB 的用户数据需要通过 Iu 接口传送，用户数据传送过程就被调用。这个过程在接收到上层的 PDU 和相关的控制信息时，被 Iu UP 的上层调用。

NAS 数据流功能进行净荷的填充（在需要的情况下），以便 Iu UP 帧的净荷有整数个 8 位组。如果必要，NAS 数据流功能执行 Iu 帧净荷的 CRC 计算，把 Iu UP 帧净荷连同 RFCI 下传给帧处理功能。帧处理功能从它的内存中取回帧号，把帧头和帧净荷形成合适的 PDU 类型，然后把 Iu UP 帧 PDU 发送到下层通过 Iu 接口传送。对于业务级别为对话和流的 RAB，帧编号应当根据时间进行。对于业务级别为其他类型的 RAB 的帧编号应当根据发送的 Iu UP PDU 在每一个被发送的 Iu UP PDU 处进行。当接收到一个用户数据帧时，Iu UP 协议层做如下检验来验证 Iu UP 帧的一致性。

（1）帧处理功能检验帧头的一致性。如果正确，帧处理功能保存帧号，把 Iu UP 帧净荷和相关的 CRC（若有）传递给 NAS 数据流功能。接收到的 RFCI 被传递给过程控制功能。

（2）NAS 数据流功能检验净荷的 CRC。如果 RFCI 正确（即在初始化中被用过）并且和过程控制功能所指示的 Iu UP 帧净荷相匹配（即与 RFCI 帧净荷相比不太短），NAS 数据流功能根

据 RFCI 信息从 Iu UP 帧净荷上去除填充位和备用的扩展域段（当出现时）。然后 NAS 数据流把 RFCI 和净荷传递给上层。

如果带有用户数据的 Iu UP 帧没有正确形成或不能被接收方的 Iu UP 协议层正确处理，那么 Iu UP 协议层或者丢弃该帧，或者带着一个帧分类，以指示这是一个被破坏的帧把它传递给高层，这个决定是根据某个特定 RAB 的 Iu UP 实例的配置数据(即这个 RAB 是否要求传送被破坏的帧)做出的。当帧编号和时间无联系时，如果 Iu UP 协议层由于在接收到的帧号中有空隙而检测到有帧丢失，那么接收方的 Iu UP 协议层应当把这种情况报告给过程控制功能。

• 初始化过程

初始化过程的目的是用在用户数据传送阶段必需的 RFCI 和相关的 RAB 子流 SDU 大小配置 Iu UP 的两个端点。额外的参数也可能被传送，如相邻 PDU 的时间间隔信息。初始化过程总是由负责建立无线网络层用户平面的实体（即 SRNC）控制。当 Iu UP 过程控制功能需要时，就调用初始化过程，此时所有其他 Iu UP 过程都被暂停，直到初始化过程结束。

RNC 指出它用于初始化的 Iu UP 模式版本，同时也指出支持的相关 RAB Iu UP 模式版本。发送方应当使用含有足够满足初始化最高建议要求的协议版本信息的最低版本进行初始化。SRNC 给它初始化的每一个 RAB 子流组合分配一个 RFCI。在 Iu UP 中，直到一个新的初始化过程被执行或连接结束前，组合指示和 RAB 子流组合的关系都是有效的。为了通过 Iu 进行正确的操作，过程控制功能也可能产生额外的 RAB 服务必需的 Iu UP 协议参数。每一个 RAB 子流组合指示和那种组合的每一个 RAB 子流 SDU 相关连。一系列 RAB 子流组合指示和它们相应的 SDU 大小组成 RAB 子流组合集，即适当的 Iu UP PDU 类型，在初始化帧中通过 Iu UP 被传递。

当接收到一个帧指示在对等 Iu UP 实体的初始化控制过程中被激活时， Iu UP 协议层应前向传送给上层将要被控制过程功能使用的 RAB 子流组合集。为了能在用户数据传送阶段进行控制，组成正确的 Iu UP 净荷，它也保存 RAB 子流组合集。接收到初始化消息的实体应当选择一个它支持的并且具有足够初始化信息的版本。这个实体可以在 CN 内，也可以在一个 RNC 内。如果初始化帧被正确地形成并且被接收的 Iu UP 协议层正确处理，后者用选择的 Iu UP 模式版本发送一个初始化肯定确认帧。当接收到一个初始化肯定确认帧时，SRNC 侧的 Iu UP 协议层停止监视定时器 T_{INIT}。如果初始化过程需要发送几个帧，那么每一个帧应当分别被确认。如果初始化过程使用了几个初始化帧，那么下一个帧在发送之前，应当等待收到前一个帧的肯定确认。一连串帧中的每一个帧应单独使用定时器。一连串帧的第一个帧的帧号总是设为 0，对发送方向的每一个被发送的帧的帧号应加 1。肯定和否定确认带着被确认的帧的帧号。

如果初始化帧没被正确形成且没被接收方的 Iu UP 协议层正确处理，后者应发送一个初始化否定确认帧。如果接收者不支持用于初始化过程的 Iu UP Mode 版本，那么它应当在发送者建议的版本中使用一个它支持的最高版本发送一个否定确认帧。如果所建议的版本都不支持，那么接收者应用一个它支持的最高版本响应一个否定确认帧。如果 N_{INIT} 次重发后，初始化过程没有成功结束（由于 N_{INIT} 次否定确认或定时器 T_{INIT} 超时），那么 Iu UP 协议层（发送方和接收方）采取恰当的本地操作。

• Iu 速率控制过程

速率控制过程的目的是通知对等 Iu UP 协议层发送速率控制帧反方向通过 Iu 的允许速率。Iu UP 的速率控制过程通常由 UTRAN 的控制速率的实体 SRNC 控制。只要 SRNC 决定修改下行链路通过 Iu 允许的速率集，就调用 Iu 速率控制过程。

这个速率集可以由用于速率控制的允许速率中的一个允许速率组成，或可以由 SRNC 速率

控制的速率中的几个速率组成。能被 SRNC 控制的速率是那些大于保证比特率的速率（在建立时指示给 Iu UP），低于保证比特率的速率（如 SID 帧），RNC 不能控制。只要用户数据传送没被另外一个控制过程中止，就可以进行这个过程。当接收到上层的请求时，过程控制功能准备包含速率控制帧反方向允许速率的速率控制帧净荷。允许的速率用 RFCI 指示给出。

帧处理功能计算帧的 CRC，将帧头处理成适当的 PDU 类型，把 Iu UP 帧 PDU 发送到低层，穿过 Iu 接口进行传送。当接收到一个速率控制帧时，Iu UP 协议层检验 Iu UP 帧的一致性。如果 SRNC 侧的 Iu UP 检测到速率控制命令没有被正确解释或接收到（如速率超出了速率控制帧反方向允许的速率集），Iu UP 应当重新触发一个速率控制过程。如果重发 N_{RC} 次后，错误情况仍旧存在，Iu UP 协议层（发送方和接收方）应采取适当的本地操作。如果 Iu UP 协议层收到一个错误形成的或被破坏的速率控制帧，它应该忽略这个速率控制帧。

• 时间对准过程

时间对准过程的目的是通过控制对等 Iu UP 协议实体的传输时间，使 RNC 中的缓冲时延最小。该过程由 SRNC 控制。只要 SRNC 检测到在一个不恰当的时间接收到 Iu UP PDU 并导致一个不必要的缓冲延迟，就调用时间对准过程。SRNC 侧的 Iu UP 协议层实体给对等实体指出必要的延迟和提前的校验量。发送 Iu UP 时间对准帧后，启动监视定时器 TTA。这个定时器监视时间对准确认帧的接收。在对等节点被要求的 Iu UP 协议层实体按照 SRNC 指示的量调整发送时间。

如果时间对准帧被正确形成且被接收方的 Iu UP 协议层正确处理，且时间对准被高层正确处理，那么后者应发送一个时间对准肯定确认帧。当收到时间对准肯定确认帧时，SRNC 侧的 Iu UP 协议层应停止监视定时器 TTA。只要用户数据传送没有被另外的控制过程中止，都可以进行这个过程。

如果时间对准不能被对等方处理，对等方应当发送一个带有相应原因的 NACK。如果 SRNC 侧的 Iu UP 接收到一个带有原因“时间对准不支持”的 NACK，那么 SRNC 不应当为那个 RAB 发送额外的时间对准帧（除非那个 RAB 的 Iu UP 条件改变）。原因值“要求的时间对准不可能”用来指示要求的时间对准在那一刻不可能。当必需时，在后面的时刻 SRNC 也许会发起一个新的时间对准命令。

如果 SRNC 侧的 Iu UP 检测时间对准命令没有被正确解释或接收（即收到 NACK 或时间超时），仍旧需要时间对准，Iu UP 应当重新触发一个时间对准过程。如果重复 N_{TA} 次，错误情况仍旧存在，Iu UP 协议层应当采取适当的本地操作。当接收到时间对准否定确认帧时，SRNC 侧的 Iu UP 应当停止监视定时器 T_{TA}。如果 RNC 侧的 Iu UP 协议层收到一个时间对准帧，它应当发送一个原因值为“时间对准不支持”的 NACK。

• 错误事件处理过程

错误事件处理过程的目的是处理错误报告。在 Iu UP 协议处，错误报告用错误事件帧组成。当接收到一个错误报告帧时，Iu UP 功能应当根据原因值采取适当的行为。这可能包括用一个 Iu UP 状态指示把错误报告给上层。如果错误事件帧没有正确形成且不能被接收方的 Iu UP 协议层正确处理，应当采取适当的本地行为（如通知高层）。一个错误事件帧中的错误不应该导致一个新的错误事件帧的发送。

• 帧质量分类

帧质量分类过程利用用户数据传送过程的服务通过 Iu UP 接口交换帧质量分类信息。

3.1.5 服务区广播协议 SABP

服务区广播协议 SABP[7]描述的是 CN 与 RNC 之间的 CBC（Cell Broadcast Center）应用协议。正常操作中，CBC 发起所有消息传送和询问的操作。RNC 响应这些由 CBC 发起的信息传送和询问操作。只有在收到错误（失败指示过程）或恢复（复位指示过程）报告的情况下，RNC 才断开这条连接。连接的发起者负责连接的终止。SABP 具有如下几项功能。

（1）消息处理功能。这个功能负责广播新消息，修改存在的广播消息，停止特定消息的广播。

（2）负载处理功能。这个功能负责在任何特定时隙确定广播信道的负载。

（3）复位功能。这一功能允许 CBC 在一个或多个小区结束广播。

（4）错误处理功能。这个功能允许报告一般的错误情况。还未定义特定的错误消息功能。

这些功能由下面描述的一个或多个 SABP 基本过程实现。

- 写–替换过程

写–替换过程的目的是广播新消息或替换已广播到选定的业务区的消息。CN 应通过发送给 RNC 一个“写–替换”消息来发起该过程。当接收到该消息后，RNC 应用“写–替换完成”消息作为响应，此消息包含一个指示在指定业务区中可得到所要求的资源的新序列号 IE。如果 RNC 不能在“写–替换”消息指定的业务区分配所请求的所有资源，那么 RNC 需要向 CN 返回一个“写–替换失败”消息。

- 终止过程

终止过程是停止指定消息的广播。CN 应通过向 RNC 发送“终止”消息而启动该过程。RNC 在收到了该消息后应停止在指定区域广播的指定消息，并且用包含旧序列号的“终止结束”消息响应。如果 RNC 不能成功执行该过程，就用包含合理原因的“终止失败”消息来响应。

- 负载状态查询过程

负载状态查询过程的目的是获得特定业务区域内广播可用的现行带宽。CN 应通过向 RNC 发送一个“负载查询”消息而启动该过程。消息中应包括“服务域列表 IE”。接收到“负载查询”消息后，RNC 应用“负载查询完成”消息作为响应。如果 RNC 中包含它不能响应的业务域，RNC 应用包含失败列表 IE 的“负载查询失败”消息作为响应。

- 消息状态查询过程

消息状态查询过程是 CN 用来获取广播消息的状况。CN 通过向 RNC 发送“消息状态查询”消息而启动该过程，该消息将包含旧序列号 IE 和合适的服务域列表 IE。如果请求的操作失败（例如，因为消息标识符未知，或 RNC 不能发送已知消息的状况），RNC 应向 CN 发送一个包含失败列表 IE 的“消息状态查询失败”消息，表示被请求的操作失败。

- 复位过程

复位过程目的是结束 RNC 中的一个或多个业务区中的广播。为了结束 RNC 的一个或几个业务区的广播，CN 应通过向 RNC 发出“复位”消息来发起该过程。它也可以被 CN 用来查询先前已失败的业务区的广播操作状况。接收到该消息后，RNC 应中止指定的业务区内的广播，并用“复位结束”消息作为确认。如果接收到这个消息，RNC 不能停止指定业务区的广播，应当用包含相关业务区的服务域列表 IE 的“复位失败”消息来进行确认。

- 重启指示过程

重启指示过程的目的是让 RNC 指示给 CN 在它的一个或多个业务区中已经发生了与重起有关的业务区广播，例如，当一个业务区进入可操作状态或 RNC 被初始化时。RNC 应通过向 CN 发送“重启”信息来发起该过程。这条消息应包含一个供参考的服务域列表 IE，还可能包含以

前发送信息是否需要重新装载的指示。

- 失败指示过程

失败指示过程的目的是 RNC 指示给 CN 在它的一个或多个业务区中正发生着与业务区域广播有关的问题。RNC 应当通过向 CN 发送“失败”消息来发起该过程。在收到这个失败指示后，CN 将不产生这些业务区的写或替换消息，一直到通过“重启”消息通知 CN 业务区能重新开始正常的业务域广播操作。

- 错误指示过程

假如不能用适当的失败消息报告，RNC 就使用错误指示过程向 CN 指出不理解消息。RNC 应向 CN 发送错误指示消息来发起该过程，以响应任何不被理解的消息，例如无效的参数或参数值。这个消息应包含必要的、使得 CN 能够识别是响应哪个初始消息的信息，还包含额外的信息，例如原因值。

3.2 Iur 接口

3.2.1 概述

UTRAN 内任何两个 RNC 之间的逻辑连接被称作 Iur 接口，用来传送 RNC 之间的控制信令和用户数据[8~15]。

1. Iur 接口原则和接口规范[8]

Iur 接口规范的一般原则如下。

(1) Iur 接口应是开放的。

(2) Iur 接口应支持两个 RNC 间信令信息的交换，另外该接口应该能支持一个或多个 Iur 数据流。

(3) 从逻辑的观点来看，Iur 是两个 RNC 之间的一个点到点的接口，即使当两个 RNC 之间缺少直接的物理连接时，这种点到点的逻辑接口也应是能实现的。

Iur 接口规范的目标如下。

(1) 不同生产厂家的 RNC 间的互连。

(2) 支持 RNS 间由 Iu 接口提供的 UTRAN 业务的连续性。

(3) 将 Iur 接口的无线网络功能与传输网络功能区分开来，以便将来引入新的技术。

2. Iur 接口能力

(1) Iur 接口应具有支持 RNS 间无线接口的移动性的能力，对 UE 而言，具有与 UTRAN 相连的能力。这种能力包括对切换、无线资源的处理和 RNS 间的同步的支持。

(2) 通过 DRNC (Drift Radio Network Controller，飘移 RNC)，Iur 接口提供在 SRNC 和 Node B (DRNS) 之间传递携带用户数据和控制信息的上行及下行 Iub/Iur DCH 帧的传输方法。

(3) Iur 接口提供了在 DRNC 与 SRNC 间上行 RACH 传输帧的传输方法。

(4) Iur DSCH 数据流对应于在一个 UE 的一个 DSCH 传输信道上传递的数据。一个 UE 可以有多个 Iur DSCH 数据流。Iur 接口提供传输下行 MAC-c/sh SDU 的方法。另外，它也能为 SRNC 提供报告排队情况的方法，为 DRNC 提供分配容量到 SRNC 的方法。

(5) 一个 Iur USCH 数据流对应于一个 UE 的 USCH 传输信道上所承载的数据。一个 UE 可以有多个 Iur USCH 数据流。

(6) Iur 接口提供了 SRNC 与 DRNC 间 FACH (Forward Access Channel，前向接入信道) 传输帧的传输方法。

3. Iur 接口协议的功能

（1）传输网络的管理。

（2）公共传输信道的业务管理，包括公共传输信道资源的准备和寻呼。

（3）专用传输信道的业务管理，包括无线链路的建立/增加/删除和测量报告。

（4）下行共享传输信道和上行共享传输信道的业务管理，包括无线链路的建立/增加/删除、容量的分配、公共和专用测量对象的测量报告。

3.2.2 Iur 接口的协议结构

Iur 接口协议结构（见图 3-7）包括无线网络层和传输层两个功能层。无线网络层定义了在 PLMN 内关于两个 RNC 间相互作用的过程，它包括无线网络控制平面和无线网络用户平面。传输层定义了用于在 PLMN 内两个 RNC 之间建立物理连接的过程。

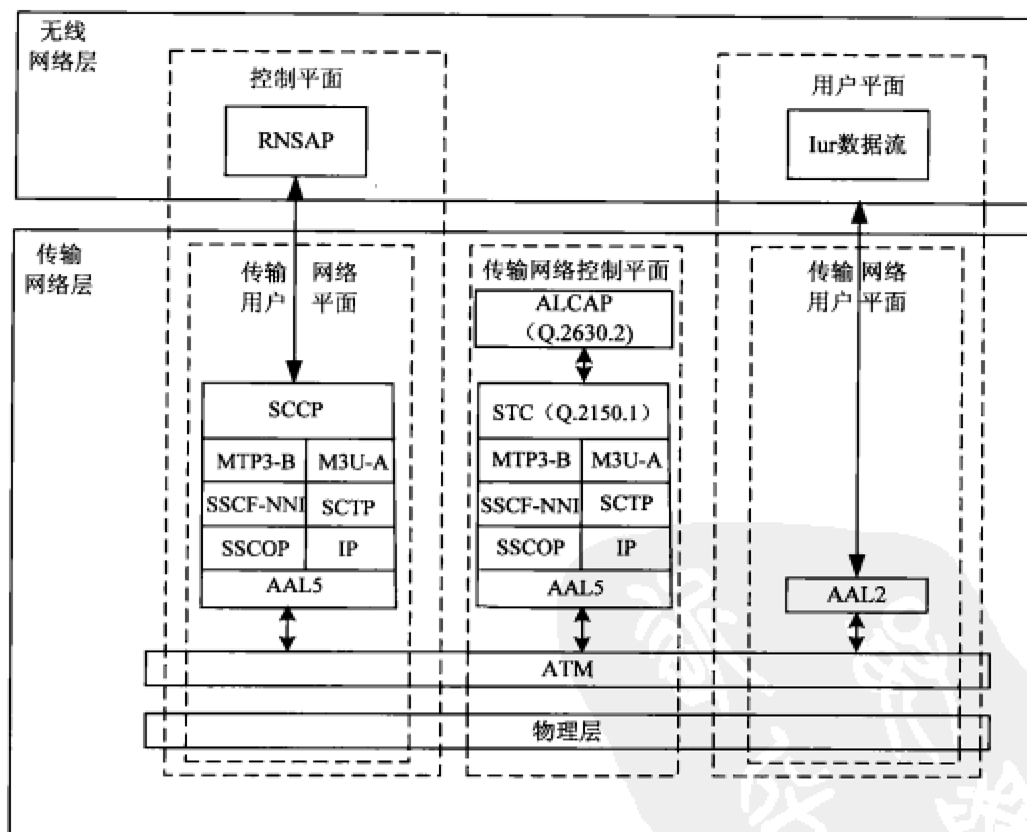


图 3-7 Iur 接口的协议结构

3.2.3 Iur 无线网络层控制平面协议

Iur 无线网络层控制平面协议由 RNSAP（Radio Network Subsystem Application Part，无线网络子系统应用部分协议）组成[11]。RNSAP 由通过 Iur 接口的 RNSAP 程序模块相连接的两个 RNC 来终止。Iur 接口 RNSAP 过程可分为以下 4 个模块。

（1）RNSAP 基本移动性过程：包含用于处理 UTRAN 内移动性的过程。

（2）RNSAP DCH 过程：包含用于处理两个 RNS 间 DCH 的过程，如果在一个特定的 Iur

上没有用到该模块中的过程，就不可能利用相应 RNS 间的 DCH 服务。

（3）RNSAP 公共传输信道过程：包含用于控制 Iur 接口上公共传输信道数据流的过程。

（4）RNSAP 全局过程：包括与特定 UE 无关的过程。与以上模块不同的是，该模块内过程所涉及的是两个对等的 CRNC。

为了更好地理解 RNSAP，下面将分别介绍其各项功能及基本过程。

1. RNSAP 的功能

RNSAP 协议有以下功能。

（1）无线链路管理：允许 SRNC 利用 DRNS 内的专用资源管理无线链路。

（2）物理信道重配置：允许 DRNC 为一个无线链路重新分配物理信道资源。

（3）无线链路监督：允许 DRNC 报告无线链路的故障与恢复。

（4）专用资源的测量：允许 SRNC 发起对 DRNS 内专用资源的测量，并允许 DRNC 报告测量的结果。

（5）CCCH 信令传输：允许 SRNC 和 DRNC 在 DRNS 控制的 CCCH 上传递 UE 和 SRNC 间的信息。

（6）寻呼：允许 SRNC 在一个 URA 或 DRNS 中的一个小区内寻呼某个 UE。

（7）公共传输信道资源管理：允许 SRNC 利用 DRNS 内的公共传输信道资源。

（8）执行重定位：允许 SRNC 完成经过其他接口的预先准备好的重定位。

（9）报告总体误差情况：在没有明确定义错误消息的情况下，此功能允许报告总体误差情况。

以上各功能与 RNSAP 基本过程的映射关系见表 3-1。

表 3-1 各功能与 RNSAP 基本过程之间的映射关系

功　能	基 本 过 程
无线链路管理	无线链路建立 无线链路增加 无线链路删除 非同步的无线链路重配置 同步的无线链路重配置准备 同步的无线链路重配置提交 同步的无线链路重配置取消 无线链路抢占
物理信道重配置	物理信道重配置
无线链路监视	无线链路失败 无线链路恢复
专用资源的测量	专用测量发起 专用测量报告 专用测量终止 专用测量失败
CCCH 信令传输	上行链路信令传输 下行链路信令传输
寻呼	寻呼
重定位执行	重定位执行
报告普通错误情况	错误指示

2. RNSAP 的基本过程

RNSAP 的基本过程（EP）按类型 1 和类型 2 来划分。属于类型 1 的基本过程有明确的成

功或失败响应，而属于类型 2 的基本过程没有响应结果，总是认为过程是成功的。

3.2.4 Iur 公共传输信道数据流用户平面协议

Iur 公共传输信道数据流用户平面协议提供数据传输和流量控制等业务[12~13]。

1. 数据传输

在无线网络层的用户平面上有 4 个公共传输信道帧处理协议。

- RACH 帧协议

用于传输无线接口 RACH/CPCH 信道上的 Iur 数据流。把在 RACH 传输信道上收到的数据从 DRNC 传送到 SRNC。这个数据用一个强制性的净荷 CRC 保护。多个相同长度的 MAC-c/sh SDU 可以在同一个 RACH 数据帧中发送。

- FACH 帧协议

用于传输无线接口 FACH 信道上的 Iur 数据流。使用 FACH 数据帧把在 FACH 传输信道上收到的数据从 SRNC 传送到 DRNC。多个相同长度和相同优先级的 MAC-c/sh SDU 可以在同一个 FACH 数据帧中发送。相同优先级和大小的 SDU 由 DRNS 在 Uu 接口上按从 SRNC 接收时的顺序发送。在 MAC 头，UE-ID Type Indicator 信息单元指出了 MAC-c/sh 实体将使用哪一个 UE-ID 类型。S-CCPCH Indicator 信息单元指出了有效负载中的数据，是在 UE 按照 U-RNTI 选择的 S-CCPCH 信道上传送，还是在 DRNC 为后续用户数据选择的 S-CCPCH 信道上传送。为后续用户数据所选择的 S-CCPCH，可由 UE 选择，也可由 DRNC 选择。

- DSCH 帧协议

用于传输无线接口 DSCH 信道上的 Iur 数据流。当 DRNC 同意了 SRNC 指定的容量并且 SRNC 有数据等待发送时， DSCH 数据帧将用来转发数据。当有数据在等待发送且收到一个容量配置时，根据收到的配置立即发送一个数据帧。多个相同长度和相同优先级的 MAC-c/sh SDU 可以在同一个 DSCH 数据帧中发送。DSCH 数据帧包括一个用户缓冲器大小的指示符，用来指示各个 UE 和指定优先级的等待处理的数据量。相同优先级和大小的 SDU 由 DRNS 在 Uu 接口上按照从 SRNC 接收时的顺序发送。

- USCH（Uplink Shared Channel，上行共享信道）帧协议

用于传输无线接口 USCH 信道上的 Iur 数据流。只要在 DRNC 中有 USCH 数据，就立即使用 USCH 数据帧通过 USCH 数据端口将数据转发到 SRNC。使用 USCH 数据帧把 USCH 传输信道上收到的数据从 DRNC 传送到 SRNC。这个数据用一个强制性的净荷 CRC 保护。多个相同长度的 MAC-c/sh SDU 可以在同一个 USCH 数据帧中发送。

2. 流量控制

- FACH 的流控

FACH 流控帧被 DRNC 用来控制用户数据流量。Credits 信息单元指示了 SRNC 被允许向 SRNTI 信息单元识别的 UE 所传送的 MAC-c/sh SDU 的数量，以及由 Common Transport Channel Priority Indicator 信息单元指示的相关优先级类别。Credits 信息单元指示了被授权的信用的总数。以前所有被授权的信用将被撤消。如果 Credits 信息单元等于零（例如：由于 DRNC 拥塞），SRNC 将立即停发 MAC-c/sh SDU。Credits 信息单元等于无限制，指示了 SRNC 可以无限制地发送 MAC-c/sh SDU。

- DSCH（Downlink Shared Channel，下行共享信道）的容量请求

下行链路共享信道的容量请求为 SRNC 提供了请求 DSCH 容量的方法，此方法是通过指示给定优先级的用户缓冲区的大小实现的。如果在适当的时限内没有收到分配值，允许 SRNC 重

发容量请求。

• DSCH 的容量分配

DSCH 容量分配是在 DRNC 中产生的。它可在响应一个容量请求时产生，或在任何时候产生。DRNC 可以在任何时间用这个消息去修改容量，而不管报告上来的用户缓冲区的状态。DRNC 用 DSCH 流控帧来控制用户数据流量。这个帧指示了允许 SRNC 向 UE 传送的 MAC-c/sh SDU的数量，以及由 Common Transport Channel Priority Indicator 信息单元指示的相关优先级类别。

Maximum MAC c/sh SDU length、Credits、Interval 和 Repetition Period 等信息单元指示了总的被允许的容量。以前所有被授权的容量将被替换。如果 Credits 等于零（例如：DRNC 拥塞），SRNC 将立即停发 MAC-c/sh SDU。如果 Credits 等于 255，SRNC 可以无限制发送 MAC-c/sh SDU。如果 Repetition Period 等于无限制，表示根据 Maximum MAC c/sh SDU length、Credits 和 Interval 等信息单元的限制，SRNC 可以无限长地发送指定数量的 MAC-c/sh SDU。

3. *帧结构和编码*

公共传输信道帧的普通结构包含一个帧头和一个有效载荷，如图 3-8 所示。帧头将包含帧类型字段和与帧类型有关的信息。有两种类型的帧，分别是数据帧和控制帧，由帧字段来指示。

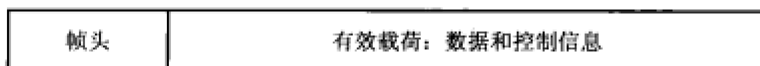


图 3-8 普通帧结构

除非另外说明，在由多位组成的字节中，有效伦应放在高位。另外，如果一个字段跨越几个字节，有效位应位于低位。在 Iur 接口上，帧将从最低位字节开始传送。在每个字节内，从最高位开始（第 7 位最先）。备用扩展表示在将来以向后兼容方式添加的新 IE 的位置。备用扩展字段在发送方不使用，在接收方被忽略。如果没有另外指定，编码如下：（在范围内）编码的最小值是全 0 序列，（在范围内）编码的最大值是全 1 序列。

• 数据帧的帧结构

Iur 公共传输数据帧包含 RACH、FACH、DSCH、USCH 4 种数据帧类型。数据帧的帧结构都是由帧头部分和有效载荷部分组成，根据数据帧类型的不同，帧头和有效载荷部分的长度和内容也不同。

• 控制帧的帧结构

控制帧用来在 SRNC 和 DRNC 之间传送控制消息，它的帧结构如图 3-9 所示。其中控制帧 CRC 字段是对整个控制帧的 CRC 校验。FT 字段表示帧的类型（即表示是数据帧还是控制帧）。控制帧类型指示了包含在净荷（等于控制帧的类型）中的控制信息（信息单元和长度）的类型。控制帧信息具体包含相应控制帧的内容，根据不同的控制帧类型，它的长度和内容也不同。

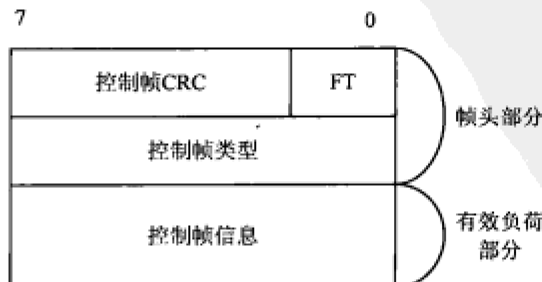


图 3-9 Iur 接口上公共传输信道的控制帧格式

表 3-2 显示了控制帧的类型及其编码值。

表 3-2 控制帧类型

控制帧类型	编 码 值
FACH 流量控制	00000010
FACH 容量请求	00000011
DSCH 容量请求	000000100
DSCH 容量分配	00000101

3.3 Iub 接口

3.3.1 概述

在 UTRAN 中，RNC 和 Node B 之间的逻辑接口叫做 Iub 接口。标准化的 Iub 部分包括用户数据传送、用户数据及信令的处理和 Node B 逻辑上的 O&M[14-21]。

1. Iub 接口基本原则[14]

此规范中，Iub 接口的一般原则如下。

（1）不排除 GSM/GPRS Abis 接口和 Iub 接口间的传输共享。

（2）RNC 和 Node B 间的功能选项尽量少。

（3）Iub 以 Node B 的逻辑模型为依据。

（4）Node B 控制一定数量的小区并且能够在这些小区中添加/删除无线链路。

（5）Node B 的物理结构和内部协议在 Iub 上都不可见，因此没有限制因素。

（6）Iub 只支持逻辑 Node B 的逻辑 O&M。

（7）在 Iub 中尽量避免复杂的功能性。

（8）Iub 的功能划分应考虑在不同类型信道间频繁切换的可能性。

2. Iub 接口能力

- 与信令相关的无线应用

Iub 接口允许 RNC 和 Node B 之间协商无线资源，如增加和删除 Node B 控制的小区，以支持在 UE 和 SRNC 间专用连接上的通信。用于控制广播信道的信息和在广播信道上传送的信息也属于这个范围。此外，还包括 Node B 和 RNC 之间的逻辑 O&M。

- Iub/Iur DCH 数据流

Iub 接口提供在 RNC 与 Node B 之间上、下行 DCH 帧的传送方法，一个 DCH 数据流对应一个 DCH 传输信道上承载的数据。在 UTRAN 中，一个 DCH 数据流总是对应于一条双向传输信道。虽然 TFS 分别对每个方向的 DCH 进行配置，并且 DCH 可能在一个方向上会被配置为 0 比特传送格式，但 DCH 在 UTRAN 中总是被当作双向的传输信道来对待。因此，两条方向相反的单向 Uu DCH 传输信道可被映射到 UTRAN 的一或两条 DCH 传输信道上。

- Iub RACH 数据流

Iub 接口提供在 RNC 与 Node B 之间上行 RACH 帧的传送方法，一个 RACH 数据流对应于一条 RACH 传输信道上传递的数据。

- Iub FACH 数据流

Iub 接口提供在 RNC 与 Node B 之间下行 FACH 的传送方法，一个 FACH 数据流对应于一

条 FACH 传输信道上传递的数据。

- Iub DSCH 数据流

Iub 接口提供 DSCH 数据帧在 RNC 与 Node B 之间的传送方法。一个 Iub DSCH 数据流对应于用于一个 UE 的 DSCH 传输信道上传递的数据。一个 UE 可以有多个 DSCH 数据流。

- Iub USCH 数据流

Iub 接口提供上行共享信道数据帧在 RNC 与 Node B 之间的传送方法。一个 USCH 数据流对应于用于一个 UE 的 USCH 传输信道上传递的数据。一个 UE 可以有多个 USCH 数据流。

- Iub PCH 数据流

Iub 接口提供 PCH 帧在 RNC 与 Node B 之间的传送方法。一个 PCH 数据流对应于一条 PCH 传输信道上传递的数据。

3. Iub 接口特性

Iub 数据流与传输承载的映射关系如下。

(1) DCH：一个 Iub DCH 数据流由一个传送承载传递。对每个 DCH 数据流必须在 Iub 上建立一个传送承载，除了协调 DCH 情况之外，一个协调 DCH 集合复用到同一个传送承载。

(2) RACH：一个 Iub RACH 数据流由一个传送承载传递。对一个小区中的每个 RACH，必须在 Iub 接口上建立一个传送承载。

(3) FACH：一个 Iub FACH 数据流由一个传送承载传递。对一个小区中的每个 FACH，必须在 Iub 接口上建立一个传送承载。

(4) DSCH：一个 Iub DSCH 数据流由一个传送承载传递。对每个 DSCH 数据流，必须在 Iub 接口上建立一个传送承载。

(5) USCH：一个 Iub USCH 数据流由一个传送承载传递。对每个 USCH 数据流，必须在 Iub 接口上建立一个传送承载。

(6) PCH：一个 Iub PCH 数据流由一个传送承载传递。

4. Iub 接口协议的功能

- 管理 Iub 的传送资源

下层的传送资源（AAL2 连接）由 RNC 来建立和控制。这些功能的更多信息在传输层规范中规定。

- Node B 的逻辑 O&M

逻辑 O&M 是与控制逻辑资源（信道、小区）相关的信令，这些逻辑资源由 RNC 管理和控制，但在物理上由 Node B 来实现。在物理上由 Node B 中实现的许多 O&M 程序会影响这些逻辑资源，因此要求在 RNC 和 Node B 之间进行信息交换。所有的需要由这些信息交换来支持的消息归类为逻辑 O&M，它构成了 Iub 接口上 NBAP 内部的一部分，包括 Iub 链路管理、小区配置管理、无线网络性能管理、资源事件管理、公共传输信道管理、无线资源管理和无线网络配置校准。

- 实现特定的 O&M 传送

Iub 接口可支持实现特定 O&M 信息的传送。

- 系统信息管理

系统信息由 CRNC 发送给 Node B。CRNC 也可要求 Node B 去自动建立和更新与此 Node B 相关的系统信息。系统广播信息由 CRNC 调度。调度信息总是由 CRNC 发送到 Node B 的。Node B 按照所提供的调度参数发送和接收系统信息。如果 CRNC 要求，Node B 也可根据所提供的调度参数自动建立和更新与此 Node B 相关的系统信息。

• 公共信道的业务管理

公共信道需要由 RNC 控制。典型的如对 RACH、DSCH 和 FACH 信道的控制，在广播控制信道上广播的信息，以及在寻呼信道上发送控制和请求的信息（包括准入控制、功率控制和数据传递）。

• 专用信道的业务管理

此功能用于逻辑资源（无线链路、Iub 端口）的激活以及连接这些不同资源，包括无线链路管理、无线链路监视、信道分配/取消分配、功率管理、测量报告、专用传输信道管理和数据传递。

• 共享信道的业务管理

共享信道由 RNC 来控制。典型的是对 DSCH 的控制以及对 USCH 的控制，包括信道分配/取消分配、功率管理、传输信道管理、动态物理信道分配、无线链路管理和数据传递。

• 定时和同步管理

Iub 接口支持定时和同步管理功能，包括传输信道同步（帧同步）、Node B-RNC 节点同步和 Node B 间节点同步。

3.3.2 Iub 中 Node B 的逻辑模型

从 CRNC 的角度来看，Node B 的模型包括以下几项。

（1）Node B 向 UTRAN 提供逻辑资源，包括物理信道资源 DPCH、PDSCH 和 PUSCH。

（2）已经在 Node B 上建立起来的专用信道。

（3）Node B 为 RNC 提供的公共传输信道。

控制无线链路与 Iub DCH 数据端口间连接的过程是从 RNC 通过通信控制端口发送到 Node B 的。

1. 用于专用和共享信道的 Node B 通信上下文

当 UE 在专用模式下时，使用专用或共享信道所必需的逻辑资源都包含在对应的 Node B 通信上下文中。当 UE 在 Cell_FACH 模式（即非专用模式）下时，Node B 通信上下文为 UE 分配 USCH 或 DSCH。在一个给定的 Node B 中有多个 Node B 通信上下文。Node B 通信上下文的属性应包括以下几点。

（1）使用专用或共享物理资源的小区的列表。

（2）对该 Node B 通信上下文，映射在专用物理资源上的 DCH 的列表。

（3）由每个 UE 使用的 DSCH 和 USCH 的列表。

（4）对每个用 DCH 识别标识的 DCH 的全部属性。

（5）对每个用共享信道标识的 DSCH 和 USCH 的全部传送信道属性。

（6）Iub DCH 数据端口的列表。

（7）Iub DSCH 数据端口列表和 Iub USCH 数据端口列表。

（8）对于每个 Iub DCH 数据端口，由该数据端口承载的对应的 DCH 和小区。

（9）对于每个 Iub DSCH 和 USCH 数据端口，为该 DSCH 或 USCH 服务的对应的 DCH 和小区。

（10）物理层参数（外环功率控制等）。

2. 公共传输信道

公共传送信道是在 Node B 中根据 CRNC 的要求进行配置的。此公共信道不会映射到一个单一的数据端口。RACH 有一个相关联的 Iub RACH 数据端口，FACH 有一个相关联的 Iub FACH 数据端口。Iub DSCH 数据端口与一条 DSCH 和一个 Node B 通信上下文相关联。Iub USCH 数

据端口与一条 USCH 和一个 Node B 通信上下文相关联。

对于一个 UE 的 DSCH 复用到一条或多条 CCTrCH，这些 CCTrCH 映射到一组 PDSCH(PDSCH 集)。这些 PDSCH 集包含在对应的公用传输信道数据库中。USCH 和对应的 PUSCH 集也如此。

3. 传输网络逻辑资源

- Node B 控制端口

Node B 控制端口用于 Node B 的逻辑 O&M 的信令信息的交换，Node B 通信上下文的建立，Node B 提供给指定小区的公共传输信道的配置，以及在 RNC 和 Node B 之间的 PCH 和 BCH 的信息控制。Node B 控制端口对应于 CRNC 和 Node B 之间的一个信令承载。每个 Node B 有一个 Node B 控制端口。

- 通信控制端口

通信控制端口对应于 RNC 和 Node B 间的一个信令承载，用于控制 Node B 的通信上下文。在 RNC 和 Node B 之间的一个信令承载最多可对应一个通信控制端口。Node B 可有多个通信控制端口（每个业务终止点有一个端口）。通信控制端口是在 Node B 通信上下文建立时选择的。

- 业务终止点

业务终止点表示属于一个或多个 Node B 通信上下文(UE 上下文)的 DCH、DSCH 和 USCH 数据流，它通过一个通信控制端口进行控制。因此业务终止点只是一个描述性的实体，它既不通过 Iub 控制，也不由 O&M 控制。

- Iub DCH 数据端口

一个 Iub DCH 数据端口表示一个用户平面传送承载。一个用户平面传送承载仅传递一个 DCH 数据流，协作 DCH 的情况除外。此时，所有协作 DCH 的数据流应复用在一个相同的用户平面传送承载上。

- Iub RACH 数据端口

一个 Iub RACH 数据端口表示一个传递 Node B 和 RNC 之间 Iub RACH 数据流的用户平面承载。Node B 的每个 RACH 信道有一个对应的 RACH 数据端口。

- Iub FACH 数据端口

一个 Iub FACH 数据端口表示一个传递 Node B 和 RNC 之间 Iub FACH 数据流的用户平面承载。Node B 的每个 FACH 信道有一个对应的 FACH 数据端口。

- Iub DSCH 数据端口

一个 Iub DSCH 数据端口表示一个传递 Node B 和 RNC 之间 Iub DSCH 数据流的用户平面承载。对于每个 DSCH，如果被一个 UE 单独使用，每个 Node B 就有一个 Iub DSCH 数据端口被专门分配给该 UE 的通信上下文。

- Iub USCH 数据端口

一个 Iub USCH 数据端口表示一个传递 Node B 和 RNC 之间 Iub USCH 数据流的用户平面承载。对于每个被一个 UE 单独使用的 USCH，每个 Node B 都有一个 Iub USCH 数据端口被专门分配给该 UE 的通信上下文。

- Iub PCH 数据端口

一个 Iub PCH 数据端口表示 Node B 和 RNC 之间的一个 Iub PCH 数据流。

4. 无线网络逻辑资源

- 公共资源

CRNC 管理 Node B 中的逻辑无线网络资源，需要使用公共和专用资源以运行无线网络。因此，由 CRNC 指令 Node B 去配置、重配置和删除这些资源。然而，如果 Node B 的设备不

完全支持 CRNC 所要求的配置请求，或某个设备出了故障，那么 Node B 可以指明可用的公共资源（即有降级和升级处理的能力）。公共资源指小区、公共物理信道和公共传送信道。在 Node B 这些公共资源有一个运行状态，用于指示它们是否处于运行中，即它们能否用于传递业务。

- 小区

小区用一个 UTRAN 小区标识（UC-id）来标识。小区的含义包括如下几点。

（1）小区可通过管理程序进行建立和删除。当一个本地小区（即在 Node B 中的设备）对 CRNC 配置小区来说是可用的时，CRNC 可用配置参数、Node B 中的公共物理信道和公共传输信道对小区进行配置。这样，一个本地小区就被加到 RNS 中。

（2）当删除小区时，如果有用于公共或专用传输信道的任何 Iub 传送承载存在，Node B 将不释放这些传送承载。

（3）Node B 可以支持一个或多个小区。

（4）只有当 Node B 向 CRNC 报告一个本地小区标识为可用时，在 Iub 接口上的小区配置才成功。

（5）一旦一个本地小区被配置用于支持一个小区，在 CRNC 没有删除小区之前，它不能被删除。

- 公共物理信道和公共传输信道

Node B 的公共物理信道和公共传送信道有一个"资源运行状态"。

- 物理共享信道

物理共享信道包括 PDSCH（Physical Downlink Shared Channel，物理下行共享信道）和 PUSCH（Physical Uplink Shared Channel，物理上行共享信道）。

PDSCH、PUSCH 都是由一个信道化码、一个时隙和其他物理信道参数定义的。多个 PDSCH 可以组成一个 PDSCH 集，该集被给定一个 PDSCH 集标识（PDSCH Set Id）；多个 PUSCH 可以组成一个 PUSCH 集，该集被给定一个 PUSCH 集标识（PUSCH Set Id）。PDSCH 集和 PUSCH 集都通过公共 NBAP 消息在 Node B 的公共信道数据库中配置。

在传送 DSCH 数据时，对应的 PDSCH 集是可用的。作为 DSCH 调度的一部分，PDSCH 被动态地激活，用来传送 DSCH 数据。同理，在传送 USCH 数据时，对应的 PUSCH 集是可用的。作为 USCH 调度的一部分，PUSCH 被动态地激活，用来传送 USCH 数据。

3.3.3 Iub 接口协议结构

如图 3-10 所示，Iub 接口协议结构包括两个功能层：无线网络层和传输网络层[14]。无线网络层定义了与 Node B 操作相关的过程，由无线网络控制平面和用户平面组成。无线网络用户平面又分为 Iub 公共信道传输数据流用户平面协议和 Iur/Iub DCH 用户平面协议。而传输层定义了在 Node B 和 RNC 之间建立物理连接的过程，采用 ATM 方式。

3.3.4 Iub 接口无线网络层控制平面协议

Iub 接口无线网络层控制平面协议由 Node B 应用部分的 NBAP 组成[17]。NBAP 包括公共过程和专用过程，它覆盖的过程有广播系统信息、请求/完成/释放专用资源和管理逻辑资源。

1. NBAP 功能

NBAP 协议拥有下列功能。

（1）小区配置管理：给出了 CRNC 管理在 Node B 中的小区配置信息的可能性。

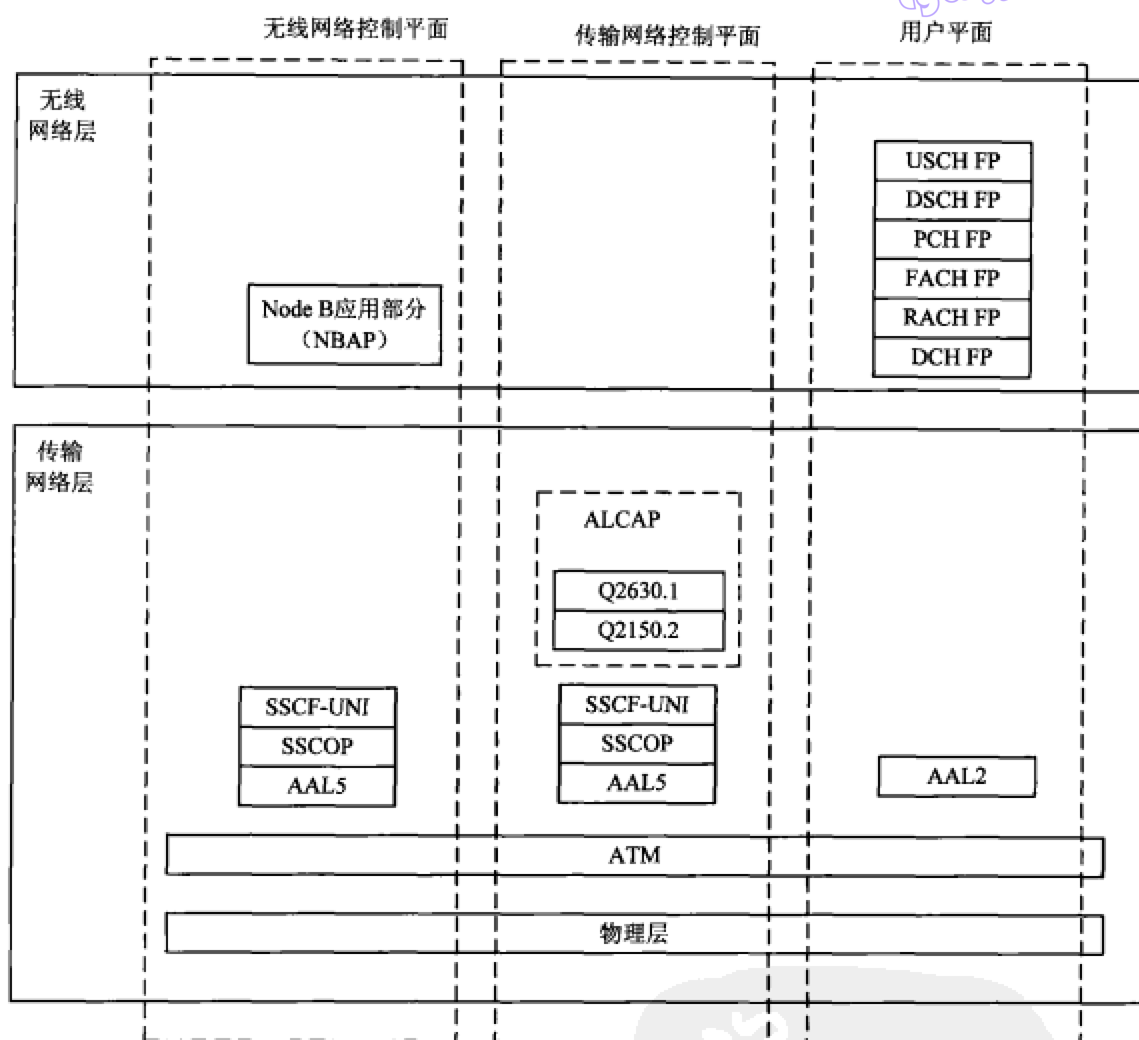


图 3-10 Iub 接口协议结构

（2）公共传输信道管理：给出了 CRNC 管理在 Node B 中公共传输信道配置的可能性。

（3）系统信息管理：给出了 CRNC 管理调度在小区中广播系统信息的能力。

（4）资源事件管理：给出了 Node B 通知 CRNC 有关 Node B 资源状态的能力。

（5）配置校准：给出了 CRNC 和 Node B 核对和强制它们共有的无线资源具有同样的配置信息的可能。

（6）公共资源的测量：允许 CRNC 发起在 Node B 中的测量，还允许 Node B 报告测量结果。

（7）无线链路管理：允许 CRNC 使用 Node B 中的专用资源管理无线链路。

（8）无线链路监视：允许 CRNC 报告无线链路的失败和恢复。

（9）专用资源的测量：允许 CRNC 在 Node B 中发起测量，同样还允许 Node B 报告测量的结果。

（10）报告普通错误情况：允许报告普通错误情况。

（11）物理共享信道管理：允许 CRNC 在 Node B 中管理共享信道的物理资源（USCH/DSCH）。

在上层功能和NBAP基本过程间的映射如表3-3所示。

表3-3　NBAP基本过程与功能的映射关系

功　能	基本过程
小区配置管理	小区建立 小区重配置 小区删除
公共传输信道管理	公共传输信道建立 公共传输信道重配置 公共传输信道删除
系统资源管理	系统信息更新
资源事件管理	闭塞资源 解闭塞资源 资源状态指示
配置校准	审核请求 审核
公共资源测量	公共测量初始化 公共测量报告 公共测量终止 公共测量失败
无线链路管理	无线链路建立 无线链路增加 无线链路删除 非同步的无线链路重配置 同步的无线链路重配置准备 同步的无线链路重配置提交 同步的无线链路重配置取消 无线链路预先释放
无线链路监视	无线链路失败 无线链路恢复
专用资源测量	专用测量初始化 专用测量报告 专用测量终止 专用测量失败
报告大概的错误位置	错误指示
物理共享信道管理	物理共享信道管理

2. NBAP的基本过程

NBAP过程分为公共过程和专用过程。其中，NBAP公共过程是对Node B中的特定UE请求发起UE上下文的过程，或与特定UE无关的过程。NBAP公共过程也可合并逻辑O&M过程。而NBAP专用过程是一些与Node B中特定UE上下文有关的过程。这个UE上下文由UE上下文标记来标识。这两种类型的过程可以由分开的信令链路承载。

3.3.5　Iub公共传输信道数据流用户平面协议

Iub公共传输信道数据流用户平面协议提供在Node B和CRNC之间传送公共传输信道传输块集TBS、支持传输信道同步机制和支持节点同步机制等服务[18~19]。

1. *用户平面数据流过程*

• 数据传递过程

数据传送过程把 PACH、FACH、PCH、DSCH 等公共传输信道的数据从 CRNC/Node B 传送到 Node B /CRNC。这一过程包括传输信道的数据帧发送。

• 节点同步

在节点同步过程中，RNC 向 Node B 发送一个包含参数 t_1 的 DL 节点同步控制帧。一旦接收到 DL 节点同步控制帧，Node B 响应以包含 t_2、t_3 和 t_1（在 DL 同步控制帧中指示）的 UL 节点同步控制帧。t_1、t_2 和 t_3 定义如下。

t_1：RNC 特定帧号（RFN）指明 RNC 通过 SAP 将帧送到传输层的时间。

t_2：Node B 特定帧号（BFN）指明 Node B 通过 SAP 接收来自传输层的 DL 同步帧的时间。

t_3：Node B 特定帧号（BFN）指示 Node B 通过 SAP 将帧送到传输层的时间。

• 下行传输信道同步

CRNC 向 Node B 发送 DL 同步控制帧。此帧中包含目标连接帧号（CFN，Connection Frame Number）。当收到 DL 同步控制帧后，Node B 将立即以 UL 同步控制帧响应，该控制帧包含 DL 同步控制帧的 ToA 及 CFN。此过程不能在上行链路业务信道 RACH 或 USCH 的传送承载上应用。

• DL 定时调整

定时调整过程为 CRNC 指示了下行数据到达 Node B 的错误时间。如果一个 DL 帧在规定到达时间窗口以外到达，时间调整过程将由 Node B 启动。若 DL 帧在 ToAWS 之前或 ToAWE 之后到达，Node B 将发起一个包含 ToA 和目标 CFN 参数的定时调整控制帧。到达时间窗口和到达时间的定义如下。

到达时间窗口终点（ToAWE）：ToAWE 表示一个时间点，DL 数据应在该时间点之前（通过 Iub）到达 Node B。ToAWE 定义为“最后时间点”前毫秒数，“最后时间点”是在考虑了内部时延的情况下，Node B 对指定 CFN 的 DL 传输能够进行处理的最后时间。ToAWE 由控制平面设置。如果数据在 ToAWE 之前没有到达，Node B 将发送一个定时调整控制帧。

到达时间窗口起点（ToAWS）：ToAWS 表示一个时间点，DL 数据应在该时间点后（通过 Iub）到达 Node B。ToAWS 定义为 ToAWE 之前（一段毫秒前）的时间点。ToAWE 由控制平面设置。如果数据在 ToAWE 之前到达，Node B 将发送一个定时调整控制帧。

到达时间（ToA）：ToA 是 ToAWE 和指定 CFN 的 DL 帧实际到达时间的差值。正 ToA 表示该帧是在 ToAWE 之前接收的，负 ToA 表示该帧是在 ToAWE 之后接收的。

• 动态 PUSCH 分配

该过程在 Node B 上行共享信道中动态地分配物理资源。控制帧包括一个 PUSCH Set Id 参数，它是指向 Node B 中 PUSCH 集预配置列表的指针。当该控制帧通过某个 Iub USCH 数据口传送时，它将在这个 USCH 及与其（在 Node B 中）复用到相同的 CCTrCH 的 USCH 信道上使用。“动态 PUSCH 分配”控制帧在 CRNC 的 USCH 帧协议发起，通过一个业务中节点的 Iub USCH 数据端口送到 Node B Iub 的数据口。当 Node B 收到该控制帧后，将进行如下操作。

（1）提取 PUSCH Set Id。

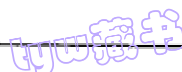
（2）提取标明该物理信道的分配周期的参数 Activation CFN 和 Duration。

（3）找到由 PUSCH Set Id 标识的 PUSCH Set。

（4）确定 USCH 映射的 CCTrCH 和由此应用于这个 USCH 的 TFCS。

（5）在 Activation CFN 和 Duration 标识的时间间隔内，使指定的 PUSCH 集可用于 CCTrCH。

• 定时提前



这个过程用来通知 Node B，UE 将调整上行链路的定时。Node B 将采用 CFN 信息和定时调整值来调整它的物理层。

2. 帧结构和编码

Iub 公用传输信道通用帧结构由帧头和净荷两部分组成。帧头应该包括帧类型字段和与此帧类型有关的信息。帧分为两种：数据帧和控制帧。

- 数据帧结构

数据帧结构中包括 RACH 数据帧、FACH 数据帧、PCH 数据帧、DSCH 数据帧和 USCH 数据帧。

RACH 数据帧包括 CFN。CFN 对应于传送 RACH 帧中净荷部分的 Uu 帧的 SFN。如果净荷在几个 Uu 帧中传送，CFN 对应于第一个 Uu 帧。

FACH 数据帧包括 CFN。CFN 与传送（FACH 帧中）净荷的 Uu 帧的 SFN 相对应。如果净荷在几个 Uu 帧中传送，CFN 对应于第一个 Uu 帧。

PCH 数据帧包含寻呼指示信息和寻呼信息。要寻呼一个 UE，将发起 CFN 连续的两个 Uu 帧，第一个帧包含寻呼指示信息，第二个帧包含寻呼信息。

DSCH 数据帧包含 CFN。CFN 对应着（DSCH 帧中）净荷所映射的 Uu 帧的发送时间。

USCH 数据帧包括 CFN。CFN 与传送（USCH 帧中）净荷的 Uu 帧的 SFN 相对应。

不管是下行还是上行共享信道，如果该净荷在多个 Uu 帧中传送，CFN 都对应第一个 Uu 帧。

- 控制帧结构

公共控制信道控制帧用于传送 SRNC 和 Node B 之间的控制信息。控制帧指示净荷中的控制帧的类型（信息元素和长度），帧里信息具体包含相应帧的内容。根据不同的控制帧类型，它的长度与内容也不同，如表 3-4 所示。

表 3-4 Iub 公共传输信道控制帧的类型及其编码

控制帧类型	编 码 值
定时调整	00000010
下行链路同步	00000011
上行链路同步	00000100
下行节点同步	00000110
上行节点同步	00000111
动态 PUSCH 分配	00001000
定时提前	00001010

3.3.6 Iur/Iub DCH 数据流的用户平面协议

Iub 接口 DCH 数据流规范同样适用于 Iur 接口 DCH 数据流。SRNC 选择传输信道完整的配置，并通过 Iub 和 Iur 控制平面协议通知 Node B。在下行链路，Node B 把传输信道复用到物理信道上。在上行链路，Node B 把物理信道解复用到传输信道[20~21]。

在 Iur 接口和 Iub 接口，同一个 UE 上下文中每组相关传输信道同 Node B 或 DRNC 宏分集组合多个小区通信，每组相关传输信道在一个传输承载上传输。也就是说，在 Iur 用户端口传输承载的数量同相关的传输信道组的数量相等。

1. DCH 帧协议服务

DCH 帧协议提供下列服务：通过 Iub 和 Iur 接口传送传输块集，在 SRNC 和 Node B 之间传

输外环功率控制信息，支持传输信道同步机制，支持节点同步机制，把 DSCH TFI 从 SRNC 传送到 Node B，把接收时间偏离信息从 Node B 传送到 SRNC，把无线接口参数从 SRNC 传送到 Node B。

2. DCH 帧协议过程

- 数据传输

当有数据传输时，在每个传输时间间隔（TTI），下行 DCH 数据帧从 SRNC 传送到 Node B；上行 DCH 数据帧从 Node B 传送到 SRNC。在需要时，可以采用一个可选的错误检测机制来保护数据传输。该错误检测机制在传输信道建立时声明指定。

- 上行传输

上行传输有两种模式：正常模式和安静模式。SRNC 在建立传输承载时选择传输模式，通过相应的控制平面过程通知 Node B。

在正常模式下，即使在一个 TTI 内一组协作 DCH 中所有 DCH 信道中均无数据传送，Node B 也为该协作 DCH 向 RNC 发送一个 UL 数据帧。

在安静模式并且传输承载上只有一个传输信道的情况下，如果在某个传输信道的 TTI 内没有收到数据，Node B 不向 RNC 发送 UL 数据帧。

在安静模式及协作 DCH 的情况下，当 Node B 在一组协作 DCH 中所有 DCH 上都没有收到数据时，不向 RNC 发送数据帧。在任一个 TTI 内，如果收到 Node B 层发起的 CPHY-Out-of-Sync-IND 原语，Node B 在此 TTI 内将不向 SRNC 发送上行数据帧。当 Node B 收到非法的 TFCI 时，不向 SRNC 发送数据帧。

- 下行传输

只有在 LToA（Latest Time of Arrival）之前收到某个传输承载上传送的数据帧，Node B 才认为该传输承载是同步的。当为某无线链路（RL）下行数据帧建立的所有传输承载都同步后，Node B 才认为这个无线链路 RL 的下行用户平面已经同步。只有在下行用户平面（DL）同步后，Node B 才能在 DPCH 上传送。当下行用户平面同步后，如果在一个 TTI 内 Node B 没有收到有效的 DL 数据帧，Node B 就认为此 TTI 内该传输信道无数据传输。

- 定时调整

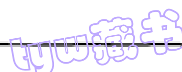
定时调整用来保持 DCH 数据流在下行方向的同步，也就是保证 Node B 在适当的时间收到下行帧，使得该数据能够在无线接口上正常传送。SRNC 在所有的下行 DCH 帧（DL DCH FP）及 DSCH TFI 信令控制帧中都包含了连接帧号 CFN。如果 DL 数据帧或 DSCH TFCI 信令控制帧在 Node B 定义的到达窗口外到达，Node B 将发起包含测量到的对应于该下行数据帧的 ToA 及 CFN 的定时调整控制帧。

- 同步

同步过程用来获取或恢复 DCH 数据流在下行方向上的同步。为了维持 Iur/Iub 传输承载的同步，同步过程始终激活。同步过程由 SRNC 发起，SRNC 向 Node B 发送一个 DL 同步控制帧，消息中指定了目标 CFN。当收到 DL 同步控制帧后，Node B 应当立即以 UL 同步控制帧响应，消息中应包含 DL 同步帧指示的 ToA 及 CFN。即使 Node B 在到达窗口内收到 DL 同步控制帧，UL 同步控制帧也将被发送。

- 节点同步

SRNC 通过节点同步过程获得 Node B 的定时信息。这个过程由 SRNC 向 Node B 发送包含 T_1 参数的 DL 节点同步控制帧发起。当收到 DL 节点同步控制帧时，Node B 将立即以 UL 节点同步控制帧响应，在上行节点控制帧中包含 T_2、T_3 及在 DL 节点同步控制帧中指定的 T_1。T_1、



T_2和T_3参数定义如下。

T_1：RNC 特定帧号（RFN）指示 RNC 通过 SAP 将帧送到传输层的时间。

T_2：Node B 特定帧号（BFN）指示 Node B 通过 SAP 从传输层收到下行同步帧的时间。

T_3：Node B 特定帧号（BFN）指示 Node B 将帧通过 SAP 送到传输层的时间。

- 定时提前

用来通知 Node B UE 在上行定时的调整。Node B 将采用这个 CFN 和定时调整值来调整它的一层。

3. 帧结构

DCH FP 帧由头部和净荷组成。头部包含 CRC 效验和帧类型字段，以及与帧类型相关的信息。DCH 帧包括两种帧结构：DCH 数据帧和 DCH 控制帧。它们由帧类型字段区分。数据帧的净荷包括无线接口用户数据、在某传输时间间隔 TTI 内传输块和无线接口的物理信道的质量信息以及可选的 CRC 字段。控制帧的净荷包含命令、传输承载和无线接口物理信道的测量报告，测量报告不与特定的无线接口用户数据直接关联。控制帧的类型及其编码见表 3-5。

表 3-5 Iur/Iub DCH 控制帧的类型及其编码

控制帧类型	编 码 值
开环功率控制	00000001
定时调整	000000010
下行链路同步	00000011
上行链路同步	00000100
DSCH 下行信令	00000101
下行节点同步	00000110
上行节点同步	00000111
接收时间偏离测量	00001000
定时提前	00001010

- 数据帧的帧结构

用户数据帧用来在 Node B 和 SRNC 之间透明地传送传输块。在同一传输时间间隔 TTI 内，多个相关的专用传输信道复用到同一传输承载上。一个传输时间间隔 TTI 内所有协作 DCH 的传输块在一个帧传输。SRNC 在适当的 RNSAP/NBAP 消息中指出相关专用传输信道的复用。

- 控制帧的帧结构

控制帧用于传输 SRNC 和 Node B 间的控制信息。在上行方向，这些帧不结合，所有帧都从 Node B 透明传输到 SRNC。在下行方向，控制帧将被 SRNC 发送到所有的 Node B。控制帧类型字段指定控制帧的类型。

参考文献

[1] 3GPP TS 25.410 UTRAN Iu interface: General aspects and principles.

[2] 3GPP TS 25.411 UTRAN Iu interface layer 1.

[3] 3GPP TS 25.412 UTRAN Iu interface signalling transport.

[4] 3GPP TS 25.413 UTRAN Iu interface Radio Access Network Application Part (RANAP) signalling.

[5] 3GPP TS 25.414 UTRAN Iu interface data transport &transport signalling.

[6] 3GPP TS 25.415 UTRAN Iu interface user plane protocols.

[7] 3GPP TS 25.419 UTRAN Iu-BC interface: Service Area Broadcast Protocol(SABP) .

[8] 3GPP TS 25.420 UTRAN Iur interface general aspects and principles.

[9] 3GPP TS 25.421 UTRAN Iur interface layer 1.

[10] 3GPP TS 25.422 UTRAN Iur interface signalling transport.

[11] 3GPP TS 25.423 UTRAN Iur interface Radio Access Network Application Part (RANAP) signaling.

[12] 3GPP TS 25.424 UTRAN Iur interface data transport &transport signalling for Common Transport Channel data streams.

[13] 3GPP TS 25.425 UTRAN Iur interface user plane protocols for Common Transport Channel data streams.

[14] 3GPP TS 25.430 UTRAN Iub interface: general aspects and principles.

[15] 3GPP TS 25.431 UTRAN Iub interface layer 1.

[16] 3GPP TS 25.432 UTRAN Iub interface: signalling transport.

[17] 3GPP TS 25.433 UTRAN Iub interface Node B Application Part (NBAP) signaling.

[18] 3GPP TS 25.434 UTRAN Iub interface data transport and transport signalling for Common Transport Channel data streams.

[19] 3GPP TS 25.435 UTRAN Iub interface user plane protocols for Common Transport Channel data streams.

[20] 3GPP TS 25.426 UTRAN Iur and Iub interface data transport &transport signalling for DCH data streams.

[21] 3GPP TS 25.427 UTRAN Iur/Iub interface user plane protocol for DCH data streams.



第4章　TD-SCDMA空中接口

空中接口是指用户设备（UE）与 UMTS 陆地无线接入网（UTRAN）之间的 Uu 接口。空中接口实现了移动通信系统中移动终端的“移动性”，第三代移动通信技术的三种主流标准的区别主要体现在空中接口的不同。前面的第 2 章和第 3 章分别介绍了 TD-SCDMA 系统网络结构和接入网接口，其中第 3 章介绍接入网接口时只介绍了 Iub、Iur 和 Iu 接口。Uu 接口尽管也属于接入网接口，但是由于其重要性、复杂性和独特性，这里用一章的篇幅对其进行详细介绍。

TD-SCDMA 的空中接口主要由物理层（层 1）、数据链路层（层 2）和网络层（层 3）组成[1]，如图 4-1 所示。各层的结构功能将在下面的各节中介绍。

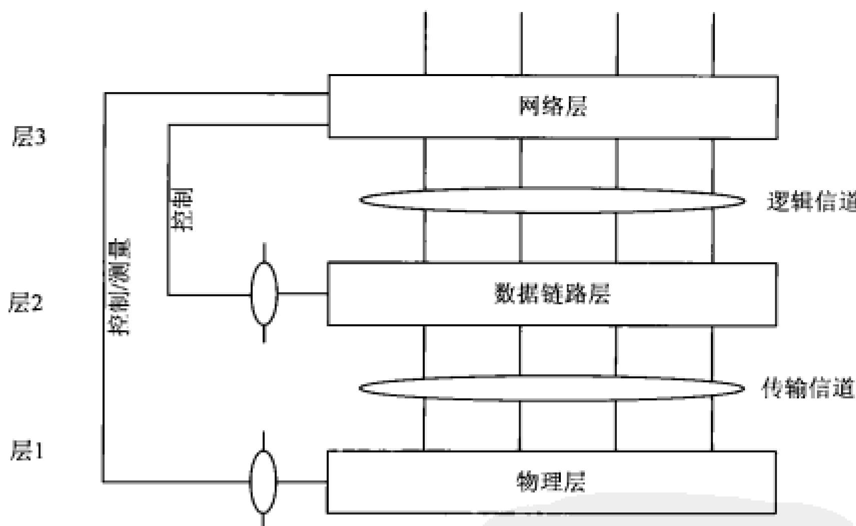


图 4-1　空中接口三层模型

4.1　物理层

物理层主要功能包括：传输信道错误检测和上报，传输信道的FEC编译码，传输信道和编码组合传输信道的复用/解复用，物理信道的调制/扩频和解调/解扩，频率和时钟（码片、比特、时隙和子帧）同步，向上层提供测量及指示（如FER、SIR、干扰功率、发送功率等），速率匹配，上行和下行波束成形（智能天线），RF处理，等等[2]。本节主要介绍TD-SCDMA物理层的内容。由于TD-SCDMA移动通信系统和WCDMA系统的主要区别是在空中接口的无线传输技术上，特别是物理层上，所以本节将详细介绍TD-SCDMA的物理层。4.1.1节介绍物理信道的帧结构和时隙结构；4.1.2节介绍物理层的信道，包括物理信道和传输信道的分类和功能；4.1.3节介绍信道的复用和编码；4.1.4节介绍扩频与调制；4.1.5节介绍物理层的处理过程；4.1.6节介绍物理层的测量。

4.1.1　帧结构和时隙结构

TD-SCDMA的物理信道采用4层结构：系统帧、无线帧、子帧和时隙/码。时隙的作用是在

码域和时域上区分不同用户的信号，具有TDMA的特性。图4-2给出了物理信道的层次结构。

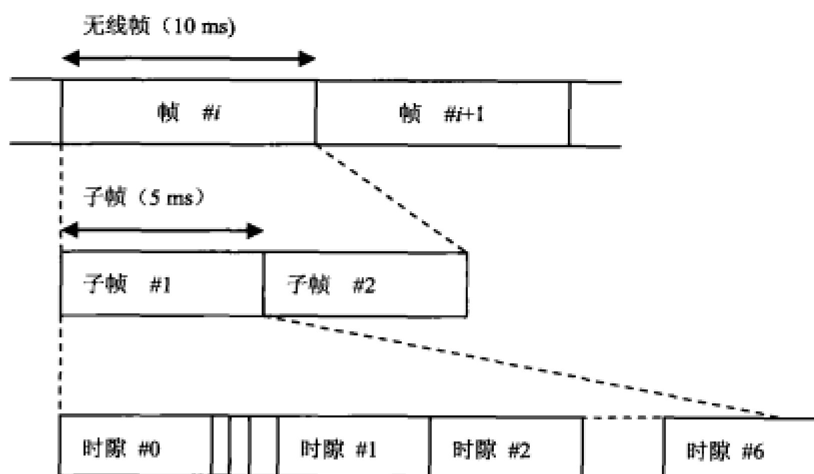


图 4-2　TD-SCDMA 物理信道的层次结构

在 TDD 模式下，物理信道是由突发（Burst）构成的，仅在所分配的无线帧的特定时隙，这些突发才能够发射。无线帧的分配可以是连续的，即每一帧的相应时隙都可以分配给相应的物理信道，也可以是不连续的，即仅有部分无线帧中的相应时隙分配给相应的物理信道。用于信息传输的突发具有相同的结构（除了上行接入导频和下行导频以外），由数据部分、训练序列码部分和保护间隔组成，其中数据部分有两块，其他两部分各有一块。一个突发持续的时间就被定义为一个时隙。一个发射机在同一时刻同一频率可以发射多个突发，它们对应同一时隙的不同信道，这些不同的信道使用不同的信道化码实现物理信道的码分多址。训练序列是用来做信道估计的，同一个小区一般使用一个基本的训练序列码，这个基本的训练序列码进行等长的循环移位，进而得到一系列的训练序列，供同一个时隙的不同用户使用。因此，一个物理信道由频率、时隙、信道化码、训练序列和无线帧分配等参数共同决定。

1. 帧结构

TD-SCDMA 系统的帧长为 10 ms。TD-SCDMA 系统帧结构的设计考虑到对智能天线、上行同步等新技术的支持，将一个帧又分成两个结构相同的长度为 5 ms 的子帧，如图 4-3 所示。

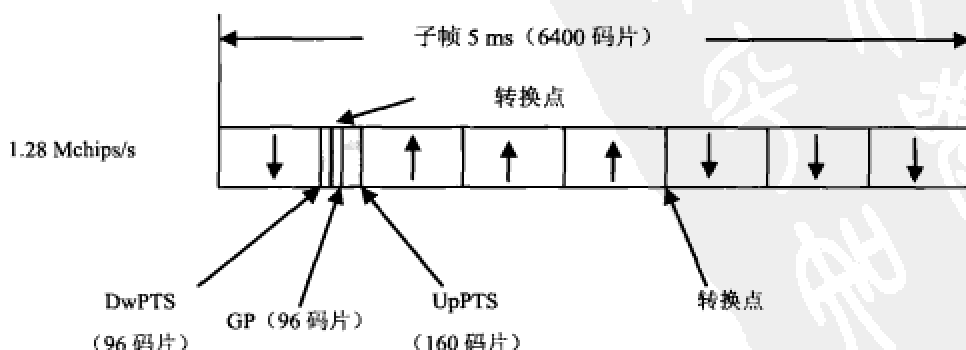


图 4-3　TD-SCDMA 子帧结构

每一子帧又被分成长度为 675μs 的 7 个常规时隙和 3 个特殊时隙。这 3 个特殊时隙分别是

DwPTS（下行导频时隙）、GP（保护时隙）和 UpPTS（上行导频时隙）。同一个子帧的 7 个常规时隙中，同时存在上行和下行时隙。其中 TS_0 总是分配给下行链路，TS_1 总是分配给上行链路，其他时隙可以灵活变化，以适应不同的业务需要。需要注意的是，上行时隙和下行时隙之间由转换点分开。在 TD-SCDMA 系统中，每个 5 ms 的子帧有两个转换点（DL 到 UL 和 UL 到 DL）。灵活配置上下行时隙的个数，使 TD-SCDMA 适用于上下行对称及非对称的业务模式。图 4-4 分别给出了对称分配和不对称分配的例子。

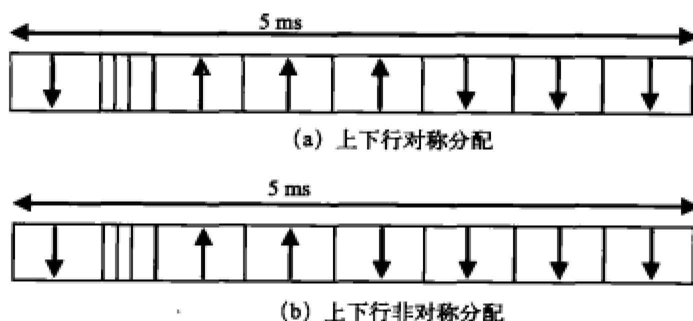


图 4-4 TD-SCDMA 上下行时隙分配图

2. 时隙结构

在 TD-SCDMA 系统中，共有 4 种时隙类型：UpPTS、DwPTS、GP 和 TS_0-TS_6。前面已经讲了突发的概念，时隙的结构也就是突发的结构。TS_0-TS_6 是常规时隙，UpPTS 和 DwPTS 是特殊时隙，GP 是保护时隙，下面分别介绍 UpPTS、DwPTS 和 TS_0-TS_6 时隙的结构。

• UpPTS 时隙

UE 利用 UpPTS 时隙发送 SYNC_UL（上行同步码），以便于建立上行同步。UpPTS 长度为 160 码片，分为两个部分：长度为 128 码片的 SYNC_UL，长度 32 码片的 GP（保护间隔），如图 4-5 所示。SYNC_UL 是一组 PN 码，作用是在接入过程中区分不同的 UE。GP 是保护间隔，长为 25 μs(32 码片)。这里，GP 较大，目的是防止上下行信号间的互相干扰，还可以允许终端在发出上行同步信号时进行一些时间提前。当 UE 处于空中登记和随机接入状态时，它将首先发射 UpPTS，得到网络的应答后，发送 RACH。

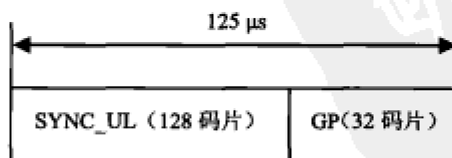


图 4-5 UpPTS 时隙的结构

• DwPTS 时隙

Node B 利用 DwPTS 时隙以最大功率发送 SYNC_DL（下行同步码），最大功率保证全小区覆盖，其目的是建立下行导频和同步。DwPTS 长度为 96 码片，也分为两个部分：长度为 32 码片的 GP（保护间隔）和长度为 64 码片的 SYNC_DL，如图 4-6 所示。SYNC_DL 也是一组 PN 码，作用是区分相邻小区。TD-SCDMA 系统中定义了 32 个码组，每个码组对应一个 SYNC-DL 序列，SYNC-DL PN 码集在蜂窝网络中允许复用。由于 DwPTS 的发射，要覆盖整个小区的区域，因此不能采用智能天线波束赋形。系统中 DwPTS 是单独的时隙，这个时隙没有码分复用，

这样做便于迅速获取下行同步，同时也可以减小对其他下行信号的干扰。

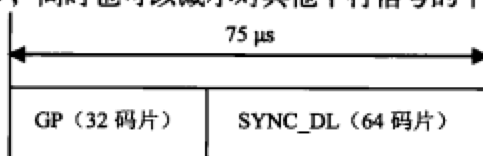


图4-6 DwPTS的突发结构

- TS_0-TS_6时隙

这 7 个常规的时隙结构相同，它们的作用是传输用户数据和控制信息。其中每个时隙分成 4 个部分：2 个数据部分、训练序列码部分和保护间隔（GP），如图 4-7 所示。



图 4-7 常规时隙结构（GP 表示保护间隔）

数据部分分布在训练序列码的左右两端，长度各为 352 码片。信道化码和扰码共同作用在数据部分进而实现扩频（具体细节在 4.1.4 节介绍）。信道化码是一个 OVSF 码，扩频因子可以取 1、2、4、8 或 16。每一个数据部分大的的数据符号数 *S* 与扩频因子 *SF* 的关系是：$S*SF$=352。上行时隙中的扩频因子 *SF* 可以取以上 5 种值，而在下行时隙中扩频因子 *SF* 只可取 1 和 16，对应的数据符号数 *S* 的值是 352 和 22。

数据部分除了承载用户数据和高层的控制信息以外，在部分公共信道和专用信道上还可以承载物理层信令 TFCI、SS 和 TPC。

TFCI（传输格式组合指示）的作用是：通知接收方当前的传输格式组合，以便接收方对当前接收到的数据进行解码。由于常规时隙只有这一种突发的类型，它提供了对 TFCI 传输的可能。对每一个用户，TFCI 信息将在每 10 ms 无线帧里发送一次。TFCI 的发送可以在已经建立起的呼叫过程中进行商议确定，也可以在呼叫过程中重新确定。如果一个时隙包含 TFCI 信息，它总是按高层分配信息的顺序采用该时隙的第一个信道码进行扩频。TFCI 是在各自相应物理信道的数据部分发送，这就是说 TFCI 和数据位具有相同的扩频过程。编码后的 TFCI 符号在子帧内和数据块内都是均匀分布的，因此训练序列码部分的结构和长度不变。如果没有 TPC（发射功率控制）和 SS（同步偏移）信息传送，TFCI 就直接与所分配帧中的 5 ms 子帧内的训练序列码域相邻。如图 4-8 和图 4-9 所示，分别是不发送 SS 和 TPC 时的 TFCI 的位置示意图和发送 SS 和 TPC 时的 TFCI 的位置示意图。

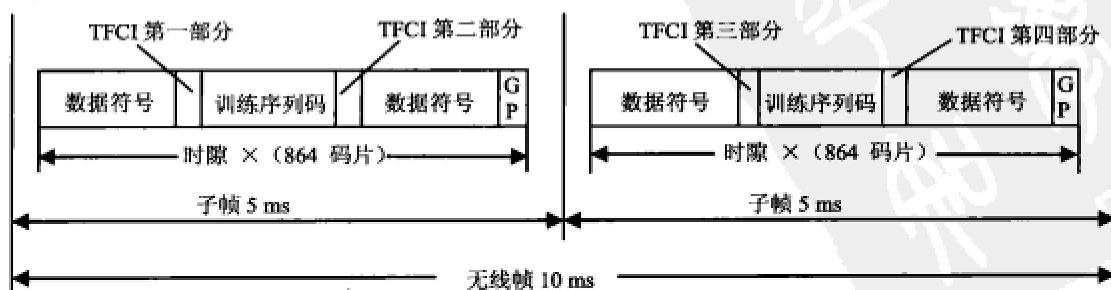


图 4-8 不发送 SS 和 TPC 时的 TFCI 位置

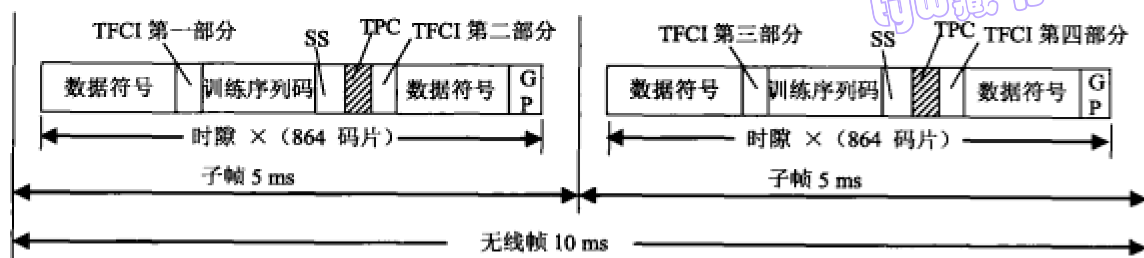


图 4-9 发送 SS 和 TPC 时的 TFCI 位置

SS 的作用是：网络端控制 UE 传输时延的控制符号。所以其只在下行方向上才有意义。但是在上行方向上，仍然保留 SS，以备扩展和保持信道的对称性。由于 TD-SCDMA 系统对于时间同步要求较高，SS 在每个 5 ms 的子帧中发送一次。作为物理层信令的 SS 和 TPC，在常规时隙中占用的符号数有 3 种情况：一个 SS 和 TPC 符号，无 SS 和 TPC 符号，16/SF 个 SS 和 TPC 符号。图 4-9 表示了 SS 和 TPC 符号在时隙中的位置。

TPC 的作用是：通信的双方请求对方增加或减少发射功率。TPC 可以在呼叫建立过程中商议确定，也可以在呼叫过程中重新确定。对于一个用户，TPC 信息在每一个 5 ms 子帧里发送一次，因此 TD-SCDMA 系统可以进行快速功率控制。TPC 的分配也可以采用其他方式，如一个子帧可包含多个 TPC。

训练序列码（midamble）作用是使接收方做出信道估计。在 TD-SCDMA 系统中，训练序列码的码长是 144 码片，共有 128 个基本训练序列码。每个小区配备 4 个基本码组，但一般只使用其中的 1 个，其他的 3 个留给不同的运营商。由于一个载波时隙上的业务采用同一个基本训练序列码，因此建立下行同步后，移动台也知道了所使用的基本训练序列码。

在同一小区同一频率同一时隙上不同的用户（不同信道）所使用的训练序列码由同一个基本训练序列码进行等长的循环移位后生成，该过程与相应时隙内的用户数目和无限冲击信道窗口长度有关。

保护间隔（GP）长度为 16 码片，作用是为每个时隙的同步提供保障，尽管浪费了 16 码片的资源，但是有利于改善系统性能。

4.1.2 物理层的信道

物理层是最底层，需要向高层提供服务，因此与物理层相关的信道包括物理信道、与 MAC 层之间的传输信道和与 RRC 相连的控制信道。传输信道作为物理层向高层提供的服务，描述的是信息如何在空中接口上传输。

1. 物理信道

物理信道由频率、时隙、信道化码、训练序列码和无线帧分配等参数共同决定。物理信道可以分为专用物理信道（DPCH）和公共物理信道（CPCH）。

- 专用物理信道（DPCH）

专用物理信道（DPCH）的作用是承载来自专用信道（DCH）的数据。物理层根据实际情况将一条或几条 DCH 的数据组合在码组合传输信道（CCTrCH）内，然后根据物理信道的容量，使其映射到物理信道的数据域。DPCH 可以位于频带内任意的时隙及信道化码中，信道存在的时间取决于承载的业务类别和交织的周期。一个 UE 在同一时隙可以配置多条 DPCH。DPCH 支持上下行传输，下行通常使用智能天线进行波束赋型。

- 公共物理信道（CPCH）

根据所承载的传输信道不同的业务类型，CPCH 可以分为一系列的业务信道和控制信道。需要注意的是，所有 CPCH 都是单向的（上行或者下行）。

（1）P-CCPCH（Primary Common Control Physical CHannel，主公共控制物理信道）。P-CCPCH 用于承载来自传输信道 BCH 的数据，在全小区覆盖模式下提供系统广播。在一个小区内，需要配置 2 个 P-CCPCH。为了便于 UE 的搜索，P-CCPCH 使用固定的物理层信道参数，具有以下特性。

- 完成无线接入承载的建立、维护和释放过程。
- 完成系统内切换、系统间切换和SRNS（Serving RNS）重定位的过程。
- 固定位于时隙0，即位于TS_0。
- 扩频因子SF为16。
- 2个P-CCPCH分别采用信道化码$c_{Q=16}^{(k=1)}$和$c_{Q=16}^{(k=2)}$。
- 不采用信道复用，不使用TFCI、TPC和SS命令。
- 使用TS_0时隙中的训练序列码$m^{(1)}$和$m^{(2)}$：如果小区没使用天线分集，P-CCPCH使用训练序列码$m^{(1)}$；如果小区使用Block STTD天线分集， P-CCPCH的第一根天线使用训练序列码的$m^{(1)}$，第二根天线使用$m^{(2)}$。

（2）S-CCPCH（Secondary Common Control Physical CHannel，辅公共控制物理信道）。S-CCPCH 用于承载来自传输信道 PCH 和 FACH 的数据，根据其容量要求，系统配置一个或几个 S-CCPCH，所使用的时隙和码字从广播信道 BCH 中获取。S-CCPCH 只使用扩频因子 SF=16。S-CCPCH 可以位于一个下行时隙，使用时隙中任意一对码分信道和训练序列码移位序列。S-CCPCH 可以使用物理层信令 TFCI，但不能使用 TPC 和 SS。

（3）FPACH（Fast Physical Access CHannel，快速物理接入信道）。FPACH 不承载任何传输信道的信息，即不与传输信道存在映射关系。Node B 使用 FPACH 来响应 UE 发送的接入请求，同时调整 UE 的同步偏移和发送功率。FPACH 传送的信息包括：从 UE 的接入请求中读出签名，定时调整和功率控制信息。FPACH 固定使用 SF=16 的扩频因子，进行单子帧交织。信道持续时间为 5 ms。FPACH 采用的扩频码、训练序列码和时隙位置由网络进行配置，并在 BCH 信道上进行广播。另外 FPACH 不使用物理层信令 SS、TPC 和 TFCI。

（4）PRACH（Physical Random Access CHannel，物理随机接入信道）。PRACH 用于承载来自于传输信道 RACH 的数据。在系统中，可以根据运营商的需求，配置一个或多个 PRACH 信道。作为上行信道，PRACH 可以使用的扩频因子为 16、8、4。可供 PRACH 信道使用的扩频码和相应的扩频因子可以从 BCH 信道上读取。因为传输信道 RACH 的数据不与来自其他传输信道的数据编码组合，所以 PRACH 信道上没有 TFCI。而且，因为 PRACH 的持续时间较短，最长不超过 10 ms，所以 PRACH 也不使用 SS 和 TPC 信令。PRACH 的信道化码和训练序列间的对应关系与 DPCH 保持一致。

（5）PUSCH（Physical Uplink Shared CHannel，物理上行共享信道）。PUSCH 承载来自传输信道 USCH 的数据。PUSCH 信道允许多用户分时使用，所以称为共享信道，且信道持续的时间较长。另外，一个用户也可以同时使用多个 PUSCH。PUSCH 的突发结构和训练序列的选择均与上行方向的 DPCH 相同，使用的扩频因子为 1、2、4、8、16，可以使用 TFCI。

（6）PDSCH（Physical Downlink Shared CHannel，物理下行共享信道）。PDSCH 承载来自传输信道 DSCH 的数据。PDSCH 的突发结构和训练序列的选择均和 DPCH 相同。在下行方向，

传输信道 DSCH 不能独立存在，必须伴随 FACH 或 DCH。因此，作为 DSCH 承载信道的 PDSCH 也不能单独存在。PDSCH 可以使用物理层信令 TFCI、SS 和 TPC。但通常情况下，对 UE 的功率控制命令和定时提前量调整的信息都放在与之相随的 DPCH 信道上传输。

（7）PICH（Paging Indicator CH annel，寻呼指示信道）。PICH 不承载传输信道的数据，但其却与传输信道 PCH 配对使用，用以指示特定的 UE 是否需要解读其后跟随的 PCH 信道，而且可以为 UE 提供有效的休眠模式操作。PICH 固定使用 SF=16 的扩频因子，PICH 使用两个信道化码，一个 PICH 帧的持续时间为 10 ms，也就是两个子帧。

在每一寻呼指示帧（两个子帧）中，寻呼指示 $P_q(q=0,\cdots,N_{PI}-1,\ P_q\in\{0,1\})$ 经过编码后被映射到子帧 1 或 2 的位置为 $\{s_{2L_{PI}q+1},\cdots,s_{2L_{PI}(q+1)}\}$。寻呼指示的长度可以为 L_{PI}=2、4 或 8 个符号，L_{PI} 由高层指定。每一帧中传送的寻呼指示个数为 N_{PI}，可以由下式得出：$N_{PI}=N_{PIB}/(2L_{PI})$，其中 $L_{PI}=2、4、8$，如图 4-11 所示，$N_{PI}=352$。

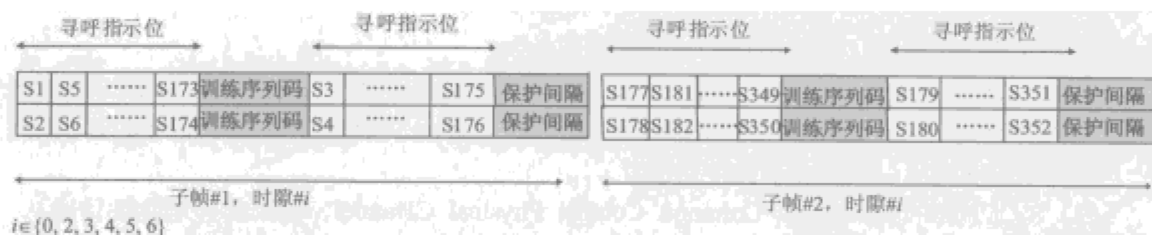


图 4-10　PICH 的结构

N_{PICH} 由系统的高层配置，N_{PICH} 个连续的寻呼指示帧可以组成一个 PICH 块，在一个 PICH 块中，寻呼指示的个数为 $N_P=N_{PICH}\times N_{PI}$。

UE 注册到网络后，会被分入 N_P 个寻呼组中的一个。如果有寻呼信息要发送给一个寻呼组的任何一个 UE，寻呼指示就会出现在 PICH 上相应的位置。

2. 传输信道

传输信道位于物理层和 MAC 层之间，物理层通过传输信道为 MAC 层提供服务。传输信道定义无线接口数据传输的方式和特性。多条传输信道是并行存在的。

• 传输信道的一些概念和参数

（1）TB（Transport Block，传输块）。TB 是物理层与 MAC 层之间的基本交换单元。物理层为每个 TB 添加一个 CRC 校验信息。

（2）TBS（Transport Block Set，传输块集）。TBS 是多个 TB 的集合，这些 TB 是在物理层与 MAC 层间的同一传输信道上同时交换的。实际上，TBS 也就是一条数据请求内承载的 TB 的集合。

（3）传输块的大小。传输块大小是指一个传输块的位数，在一个给定的传输块集中，传输块的大小是固定的、同向的。

（4）TTI（Transmission Time Interval，传输时间间隔）。TTI 是一个传输块集合到达的时间间隔，它等于在无线接口上物理层传送一个传输块集所需的时间。在每一个 TTI 内 MAC 层传送一个 TBS 到物理层。

（5）TF（Transport Format，传输格式）。TF 是一个给定的 TTI 内，物理层和 MAC 层之间通过一条传输信道交换的一个传输块集。TF 由两部分组成：动态部分和半静态部分。动态部分包括传输块的大小和传输块集的大小。半静态部分包括传输时间间隔、信道编码方案及码速率、

静态速率匹配参数 RM 等。

(6) TFC（Transport Format Combination，传输格式组合）。物理层为了提高传输效率，把一条或多条传输信道的数据组合起来构成一条或多条码组合传输信道（CCTrCH）。在每一个传输信道上都存在一个传输格式集，在每一个给定的时间内，MAC 层仅把各传输信道的一个特定的子集提交给物理层，由物理层将其合成为 CCTrCH 再映射到物理信道。也就是说，对于每一个传输信道，都有一系列传输格式（传输格式集）可使用。对于给定的时间点，不是所有的组合都可应用于物理层，而只是它的一个子集。TFC 定义为当前有效传输格式的指定组合。

(7) TFCI（Transport Format Combination Indicator，传输格式组合指示）。TFCI 是当前 TFC 的一种组合，也就是说 TFCI 与 TFC 是一一对应的。物理层根据所有并行的传输信道上收到的 TFI 的值，生成物理层控制信令 TFCI。TFCI 用于通知接收方当前的传输格式组合，接收方的物理层通过此信息对接收到的数据进行解码、去复用，同时也确定用什么样的传输格式将接收到的数据块集传送到 MAC 层。TFCI 由高层协商并配置。

- 传输信道的分类

传输信道按其性质可以分为两类：专用传输信道和公共传输信道。

(1) 在系统中，仅有一种专用传输信道，既可以上行，又可以下行。在 DCH 上，所有的 UE 可被分配的物理信道被唯一标识。DCH 在整个小区或小区内的某一部分被使用波束赋型的天线进行发射。

(2) 公共传输信道共有 6 种：广播信道、前向接入信道、寻呼信道、随机接入信道、上行共享信道和下行共享信道。

- ❑ BCH（Broadcast CHannel，广播信道）：用于广播系统和小区的特定信息，是一个下行传输信道。BCH 总是在整个小区内发射并且有一个单独的传送格式，BCH 信道上传输的数据块的大小固定为 246 bit。物理层不复用 BCH 信道。
- ❑ FACH（Forward Access CHannel，前向接入信道）：用于响应来自 RACH 的信息。FACH 是一个下行传输信道，在 UTRAN 可以确定 UE 所在小区的前提下，FACH 用于向 UE 发送控制信息。有时，也可以使用 FACH 发送短的业务数据包。FACH 在整个小区或小区内某一部分使用波束赋形的天线进行发射，使用慢速功控。网络端的物理层可以复用 FACH 的数据和 PCH（寻呼信道）的数据。
- ❑ PCH（Paging CHannel，寻呼信道）：用来承载用户的寻呼信息，是一个下行的传输信道。PCH 总是在整个小区内进行 PCH 的发射，与物理层产生的寻呼指示的发射是相随的，以支持有效的睡眠模式，延长终端电池的使用时间。物理层可以把 PCH 和 FACH 复用成 CCTrCH。
- ❑ RACH（Random Access CHannel，随机接入信道）：用于建立上行同步或传输一些有限数据量的用户数据。RACH 是一个上行传输信道，总是在整个小区内进行接收。RACH 映射到物理层的信道是一个竞争信道，带有碰撞风险，因此 RACH 物理层上的信道不进行复用，仅有单一的传输模式。
- ❑ USCH（Uplink Shared CHannel，上行共享信道）：用于承载 UE 的业务和控制信息。USCH 可以由多个用户分时共享，可以独立存在，一般与 DCH 或 RACH 配合使用。物理层可以把多条 USCH 复用成 CCTrCH。
- ❑ DSCH（Downlink Shared CHannel，下行共享信道）：同样用于承载 UE 的业务和控制数据。DSCH 是一个被一些 UE 共享的下行传输信道，使用波束赋形天线在整个小区内发

射或在一部分小区内发射。DSCH 总是与 DCH 或 FACH 共存，物理层可以把多条 DSCH 复用成 CCTrCH。

3. 控制信道

控制信道在物理层和无线资源控制层（RRC）之间，传递控制类和状态类的信息。RRC 通过控制信道对物理层进行控制，例如：传输信道的结构、无线链路配置、测量过程和参数选择等。同时物理层通过控制信道对来自 RRC 的请求进行核实，并将检测到的信道同步和失步以及其他错误通知 RRC。

4. 物理信道和传输信道的映射

物理信道和传输信道的映射关系[3]如表 4-1 所示。

表 4-1　物理信道和传输信道的映射表

传输信道	物理信道
专用信道（DCH）	专用物理信道（DPCH）
广播信道（BCH）	主公共控制信道（P-CCPCH）
寻呼信道（PCH）	辅公共控制信道（S-CCPCH）
前向接入信道（FACH）	辅公共控制信道（S-CCPCH）
随机接入信道（RACH）	物理随机接入信道（PRACH）
上行共享信道（USCH）	物理上行共享信道（PUSCH）
下行共享信道（DSCH）	物理下行共享信道（PDSCH）
—	寻呼指示信道（PICH）
—	下行导频信道（DwPCH）
—	上行导频信道（UpPCH）
—	快速物理接入信道（FPACH）

4.1.3　信道的编码和复用

信道编码与复用是信号基带处理过程的一部分。为了提高数据在无线链路上的可靠性，物理层以传输块集的形式接收来自 MAC 层的数据流，并进行编码/复用后发送。同时，接收方的物理层对接收到的无线链路上的数据进行解码/解复用后，再传送给 MAC 层。

本节所述的信道编码方案包括差错检测、差错纠正（包括速率匹配）、交织和传输信道到物理信道的映射几部分。尽管具体的细节在叙述上比较繁琐，但是原理很简单，易于理解，所以本节只对整个编码复用的流程的各个部分做原理的描述，并适当举例说明，如果读者想了解每个模块的具体细节和技术规范，可以阅读参考文献[4]。

图 4-11 描述了 TD-SCDMA 系统中传输信道编码与复用的过程。整个过程由若干处理流程组成，每个流程提供不同的服务。在图 4-11 中，每个方框表示一个处理流程。

1. 信道复用与编码的具体流程

- CRC

CRC（Cyclic Redundancy Check，循环冗余校验）用于计算接收到的数据块的误码率。对于每一个传输时间间隔内到达的传输块集，CRC 处理单元将为其添加上独立的 CRC 码。CRC 码的长度可以是 24 bit、16 bit、12 bit、8 bit 或 0，具体长度由高层根据传输信道所承载的业务类型决定。每个传送块的 CRC 校验位是由整个传送块通过固定的算法计算得到的。

- 传输块的级联和分割

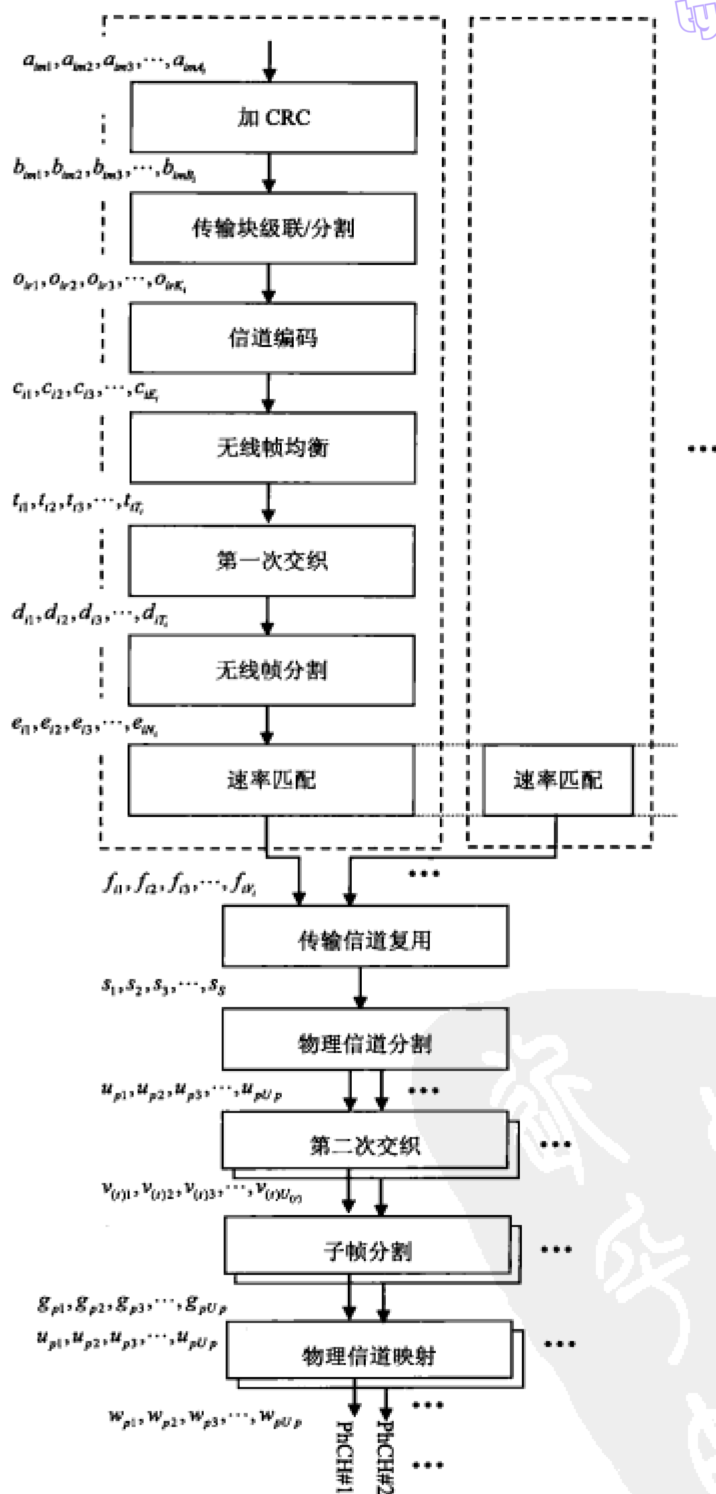


图 4-11 传输信道编码与复用结构

一个传输时间间隔（TTI）内的所有传送块都加上 CRC 以后，把所有传输块，从编号最小

的开始，连同 CRC 校验位，依次串联起来，就得到一个传输信道的数据码块。如果传输信道数据码块的总位数 A 大于一个编码块允许的最大长度 K，就需要对这个数据码块进行分割处理。分割后数据码块的最大长度将取决于传输信道使用的不同的编码方案。对于卷积编码，最大长度 K 为 504；对于 Turbo 码，最大长度 K 为 5114；不编码，K 无限制。值得注意的是，系统为了使分割之后的每个码块的长度相等，仅在分割后的第一个码块的前端添加填充位。

- 信道编码

TD-SCDMA 系统采用三种编码方案：卷积编码、Turbo 编码和不编码。为了提高信息在无线信道上传输的可靠性和数据在信道上的抗干扰能力，可以采用卷积编码和 Turbo 编码的方案。在某些信道上，当信道条件较好时，可以根据需要采取不编码的方案。具体见表 4-2。

表 4-2　TD-SCDMA 采用的编码方案和编码

传输信道类型	编 码 方 案	编 码 率
BCH	卷积编码	1/3
PCH		1/3、1/2
RACH		1/2
		1/3、1/2
DCH、DSCH、FACH、USCH	Turbo 码	1/3
	不编码	

- 无线帧长度均衡

无线帧长度均衡是保证一个 TTI 内传输下来的数据块可以平均分配到相应的无线帧上，具体是通过对输入位序列进行填充得以实现的。

一个 TTI 数据块的长度可以是 10 ms、20 ms、40 ms 或 80 ms，而一个无线帧的长度是 10 ms。这样一个 TTI 数据块需要被平均分配到 1、2、4 或 8 个无线帧上。长度均衡是在输入序列的末尾适当的填充位 1 或 0，从而保证一个 TTI 数据块经过填充后的输出，在到达后面的无线帧分割的流程时能够被均匀分割。

- 第一次交织

受到传播环境的影响，无线信道是一个高误码率的信道。尽管采用信道编码产生的冗余可以部分消除误码的影响，可是在信道的深衰落周期，将产生较长时间的连续误码，对于这类误码，信道编码对于纠错就无能为力了。交织技术就是为了抵抗这种持续时间较长的突发性误码设计的。交织技术把原来顺序的比特流按照一定的规律打乱后再送入信道。接收端再按相应的规律把接收到的数据恢复成原来的顺序。这样，连续的错误就变成了随机差错，再通过解信道编码，就可以恢复出正确的数据。

系统有两次交织，第一次交织在无线帧分段前，是对无线帧尺寸均衡后的数据流进行的。第二次交织在物理帧分割后进行。这里，第一次交织为列间交换的块交织，它完成无线帧之间的交织。交织时，输入序列被顺序按行写入交织器，待所有输入数据均被写入交织器后，再逐列输出。

- 无线帧分割

TTI 数据块的长度大于 10 ms 时，由于无线帧长度是 10 ms，TTI 数据块经过无线帧长度均衡后，可以被均匀分割从而映射到无线帧上。无线帧分割就是这个分割过程。

- 速率匹配

速率匹配的作用是确保在传输信道复用后总的比特率与所分配的专用物理信道承载能力相一致。一个传输信道中的位数在不同的 TTI 内可以发生变化，而所配置的物理信道容量（或承载位数）却是固定的。因此，当不同 TTI 的数据位发生改变时，为了匹配物理信道的承载能力，输入序列中的一些位将被重复（Repeated）或打孔（Punctured）。

高层为每一个传输信道配置一个速率匹配特性。这个特性是半静态的，而且只能通过高层信令来改变。当计算重复或打孔的位数时，需要使用速率匹配特性。

- 传输信道的复用

由于无线信道的传输特性，在每一个 10 ms 周期，来自不同传输信道的无线帧均到达传输信道复用单元。复用单元根据所承载业务的类别和高层的设置，分别将其进行复用或组合，构成一条或多条码组合传输信道（CCTrCH）。值得注意的是，并非所有的传输信道都可以进行复用，传输信道的复用需要按照一定的规律。

- 物理信道的分割

当一条 CCTrCH 的数据速率超过单条物理信道的承载能力时，就需对 CCTrCH 的数据进行分割处理，以便能够将位流分配到不同的物理信道中。物理信道的分割就是进行这一过程。

- 第二次交织

前面已经介绍了交织的目的和作用。第二次交织是一种块交织，具体过程是：数据输入到一个矩阵中，对矩阵进行列交换等一系列操作，然后从矩阵重输出数据。

根据待交织的数据来源于一帧还是一个时隙，第二次交织可以分为帧相关和时隙相关两种方式。帧相关方式是指对 CCTrCH 所映射的一帧内要发送的所有数据位进行交织操作；时隙相关方式是指分别对一帧内各时隙中要发送的数据位进行交织操作。

- 子帧分割

TD-SCDMA 系统中，一个 10 ms 的无线帧分为两个 5 ms 的子帧。前面的叙述中，一系列的操作都是以最小时间间隔（10 ms）或一个无线帧为基本单位进行的。但为了将数据流映射到物理信道，子帧分割必须将一个无线帧的数据分割到两部分，即分别映射到两个子帧之中。

- 物理信道映射

经过子帧分割后，子帧分段单元输出的位流被映射到与该子帧相对应的各时隙的码分信道上。物理信道映射就是完成这一过程。

经历了上述的 12 个步骤，数据就完成了信道的编码和复用。

2. *物理层控制信息的编码*

物理层控制信息需要编码的有 3 种：FPACH、PICH 和 TFCI。下面分别介绍这 3 种控制信息的编码方式[4]。

- FPACH（前向物理接入信道）的编码

FPACH 突发是由 32 bit 信息组成的，这些信息经过下面一系列的处理后，在一个子帧中发送。

（1）进行 8 bit 的 CRC 编码。

（2）进行约束长度为 9 的 1/2 卷积编码，编码后数据块的长度变成 96 bit。

（3）速率匹配。将 8 bit 打孔，留下 88 bit。

（4）交织。按行写入，按列读出。

- PICH（寻呼指示信道）的编码

PICH 由若干个寻呼指示因子组成。寻呼指示因子用来指示某一个移动分组的 UE 是否需要接收紧随其后的寻呼信息，其长度可能为 2、4 或 8 个数据符号，具体值由系统广播来定。这些寻呼指示因子构成寻呼指示块。如果一个无线帧内可用于 PICH 的信息块比寻呼指示块大，多

余的位用 0 补足。PICH 实际采用重复编码方案，每个寻呼指示因子由 4 bit、8 bit 或 16 bit 组成，以全 1 或全 0 作为寻呼指示。

- TFCI（传输格式组合指示）的编码

在前面已经介绍过 TFCI 的作用，TFCI 告知接收方采取相应的传输格式参数，以便接收方能够正确地对接收到的发送方的数据进行译码。共有 3 种编码方式：较长的 TFCI、较短的 TFCI 和极短的 TFCI。

（1）较长的 TFCI 采用二阶 Reed-Muller 码的一个（32，10）子码编码器进行编码。编码输入位为 10，输出位长度为 32。二阶 Reed-Muller 码的一个（32，10）子码编码器中包含 10 个基本的码序列，编码器的输出就是这 10 个码序列的线性组合。

（2）较短的 TFCI 是指长度为 3~5 bit 的 TFCI。此时采用(16，5)双正交码或一阶 Reed-Muller 码进行编码。这里的（16，5）双正交码编码器有 5 个基本码序列，每个码序列的长度为 16 bit。编码器的输出就是这 5 个基本码序列的线性组合。

（3）极短的 TFCI 是指长度为 1~2 bit 的 TFCI，此时只采用重复编码的方案，只是把输入序列重复 4 次后输出。

4.1.4　扩频与调制

经过了物理信道的映射之后，数据流还需要进行数据调制和扩频调制。然后再经过一些后续处理，包括脉冲成型，才能发射出去。

这里的数据调制采用 QPSK 或者 8PSK 的方式（在 HSDPA 时下行采用 16QAM 甚至 64QAM）。采用的这些方式都是二维调制方式，数据调制的作用是：将位流映射成二维的不同电平值，也就是把一维的数据流分成二维的数据流。这样做的目的是：保证经过扩频调制后的数据流可以在两个不同的维度上进行后续处理，然后合成发射。这个二维的数据在系统中用复数表示，复数的实部和虚部分别表示这两个维度的信息。

扩频调制包括扩频和扰码两个过程。扩频就是指用速率高于数据速率的数字序列与数据相乘，相乘的结果扩展了信道的频带宽度，将原来数据的速率转化为扩频序列码片的速率。扩频所使用的扩频序列码是一组长度可以不同、但是正交的码组。扩频处理通常也叫做信道化处理。本书只介绍扩频的过程，不讲扩频通信的原理。

扰码不同于扩频，扰码是指使用一个数据序列与扩频后的信号序列相乘。两个序列具有相同的码片速率，这里的乘法是一种逐个码片相乘的运算。扰码的作用是标识数据的小区属性。

1. 数据调制

TD-SCDMA 系统中，数据调制是指把 2 个（QPSK）或 3 个（8PSK）连续的二进制位映射成一个复数值的数据符号。每个用户的突发中，在训练序列码两侧有两部分数据块：

$$\underline{d}^{(k,i)}=(\underline{d}_1^{(k,i)},\underline{d}_2^{(k,i)},\cdots,\underline{d}_{N_k}^{(k,i)})^T,\qquad i=1\text{或}2；\ k=1,\cdots,K_{\text{Code}},\tag{4-1}$$

其中，K_{Code} 是在一个时隙里使用的码字的个数，在系统中最大的 K_{Code} 是 16。N_k 是用户 k 在每个数据域的符号数，N_k 和扩频因子 Q_k 有关。按照系统的规定，数据块 $\underline{d}^{(k,1)}$ 在训练序列码之前，数据块 $\underline{d}^{(k,2)}$ 在训练序列码之后。

- QPSK 调制

QPSK 调制是在物理信道映射之后，将两个连续数据位 $b_{1,n}^{(k,i)}$ 和 $b_{2,n}^{(k,i)}$ 映射到一个复数符号

$d_n^{(k,i)}$，其中，$b_{l,n}^{(k,i)} \in \{0,1\}$，$l=1$或 2，$k=1,\cdots,K_{\text{Code}}$，$n=1,\cdots,N_k$，$i=1$ 或 2，其映射关系如表 4-3 所示。

表 4-3 QPSK 调制二进制位映射到复数符号表

连续二进制位	复 数 符 号
$b_{1,n}^{(k,i)}$，$b_{2,n}^{(k,i)}$	$d_n^{(k,i)}$
00	+j
01	+1
10	−1
11	−j

- 8PSK 调制

8PSK 调制是在物理信道映射之后，将 3 个连续数据位 $b_{1,n}^{(k,i)}$、$b_{2,n}^{(k,i)}$ 和 $b_{3,n}^{(k,i)}$ 映射到一个复数符号 $d_n^{(k,i)}$，其中，$b_{l,n}^{(k,i)} \in \{0,1\}$，$l=1$、2、3，$k=1,\cdots,K_{\text{Code}}$，$n=1,\cdots,N_k$，$i=1$ 或 2。其映射关系如表 4-4 所示。

表 4-4 8PSK3 个连续二进制位映射到复数符号表

连续二进制位	复 数 符 号
$b_{1,n}^{(k,i)}$ $b_{2,n}^{(k,i)}$ $b_{3,n}^{(k,i)}$	$d_n^{(k,i)}$
000	cos(11π/8)+jsin(11π/8)
001	cos(9π/8)+jsin(9π/8)
010	cos(5π/8)+jsin(5π/8)
011	cos(7π/8)+jsin(7π/8)
100	cos(13π/8)+jsin(13π/8)
101	cos(15π/8)+jsin(5π/8)
110	cos(3π/8)+jsin(3π/8)
111	cos(π/8)+jsin(π/8)

2. 扩频

数据经过数据调制的复值映射后，复值的数据符号就会被扩频。扩频处理通常也叫做信道化操作，所使用的数字序列称为信道化码，这是一组长度可以不同但仍然相互正交的码组。

- 信道化码

扩频码用于标识信道，通常称为信道化码，信道化码是一个长度为 $Q_k \in \{1,2,4,8,16\}$ 的实值码序列 $c^{(k)}$。在 TD-SCDMA 系统中，上行扩频码的长度可以为 $Q_k \in \{1,2,4,8,16\}$，而下行扩频码长度只能为 1 或者 16。扩频码 $c^{(k)}=(c_1^{(k)},c_2^{(k)},\cdots,c_{Q_k}^{(k)})(k=1,\cdots,K_{\text{Code}})$ 中的任意一个元素 $c_q^{(k)}$ $(k=1,\cdots,K_{\text{Code}}$，$q=1,\cdots,Q_k)$ 都是从集合{+1，−1}中取值的。在 TD-SCDMA 系统中的扩频码是正交可变扩频因子码（OVSF，Orthogonal Variable Spreading Factor），使用 OVSF 码可以使在同一时隙下的扩频码有不同的扩频因子，但是扩频码之间仍然保持正交。OVSF 码的码长 Q_k 是 2 的整数次幂，即 $Q_k=2^n$。在 TD-SCDMA 系统中，使用的扩频因子较小，$n \leqslant 4$，最大的扩频因

子是 16。OVSF 码可以用图 4-12 的码树来定义。

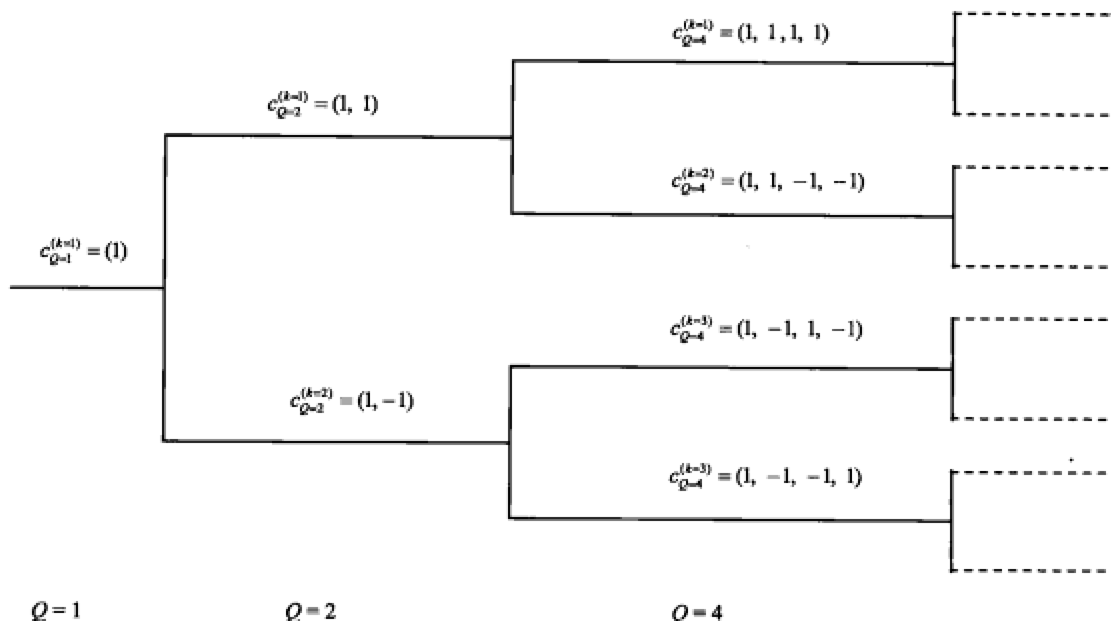


图 4-12 生成 OVSF 码的码树

这里码树的每一级都定义了一个扩频因子为 Q_k 的码。但是，码树上所有的码都并不是可以同时在一个时隙中使用。如果一个码已经在某一个时隙中采用，那么其母系上的码和下级码树路径上的码就不能在同一时隙中使用。原因是它们具有相关性，不是正交的。但是和这个码同样长度的码是可以使用的，因为相同的 OVSF 码相互正交。

- 特征乘法因子

为了降低多码传输时的峰均比，对于每一个信道化码，都有一个相关的特征乘法因子 $w_{Q_k}^{(k)}$。它从集合 $\{e^{(j\pi/2)p_k}\}$ 中取值，其中 $p_k \in \{0,\cdots,Q_k-1\}$，其中 Q_k 是扩频因子。扩频码的特征乘法因子在扩频前与每个数据调制后的数据符号相乘，也可以在扩频之后进行。每个信道化码的特征乘法因子[5]如表 4-5 所示。

3. 扰码

数据在扩频以后，再进行扰码处理。扰码尽管与扩频类似，也是用一个数字序列与扩频处理后的数据相乘，但是，与扩频不同，扰码用的数字序列与扩频后的信号序列具有相同的码片速率，所做的乘法运算是逐个码片相乘的运算。

扰码的长度固定为 16，扰码序列是一个复值序列，可以表示为 $\underline{v}=(\underline{v}_1,\underline{v}_2,\cdots,\underline{v}_{16})$，其中每个元素 $\underline{v}_i(i=1,\cdots,16)$ 的取值范围是 $\underline{v}_i=\{1,\mathrm{j},-1,-\mathrm{j}\}$。复值扰码序列是由一个长度为 16 的二进制实值扰码序列 $v=(v_1,v_2,\cdots,v_{16})$ 产生的，在系统中一共定义了 128 个这样的实数序列，每个小区配置 4 个这样的扰码。复值扰码序列 $\underline{v}$ 和实值扰码序列 v 的元素的对应关系如下：

$$\underline{v}=(\mathrm{j})^i v_i \qquad v_i \in \{1,-1\},\ i=1,\cdots,16 \tag{4-2}$$

表 4-5 信道化码的乘法因子

k	$W_{Q=1}^{(k)}$	$W_{Q=2}^{(k)}$	$W_{Q=4}^{(k)}$	$W_{Q=8}^{(k)}$	$W_{Q=16}^{(k)}$
1	1	1	−j	1	−1
2		+j	1	+j	−j
3			+j	+j	1
4			−1	−1	1
5				−j	+j
6				−1	−1
7				−j	−1
8				1	1
9					−j
10					+j
11					1
12					+j
13					−j
14					−j
15					+j
16					−1

值得注意的是，复值扰码序列 $\underline{v}$ 中的各个元素是虚实交替的。扩频与加扰的过程如图 4-13 所示。

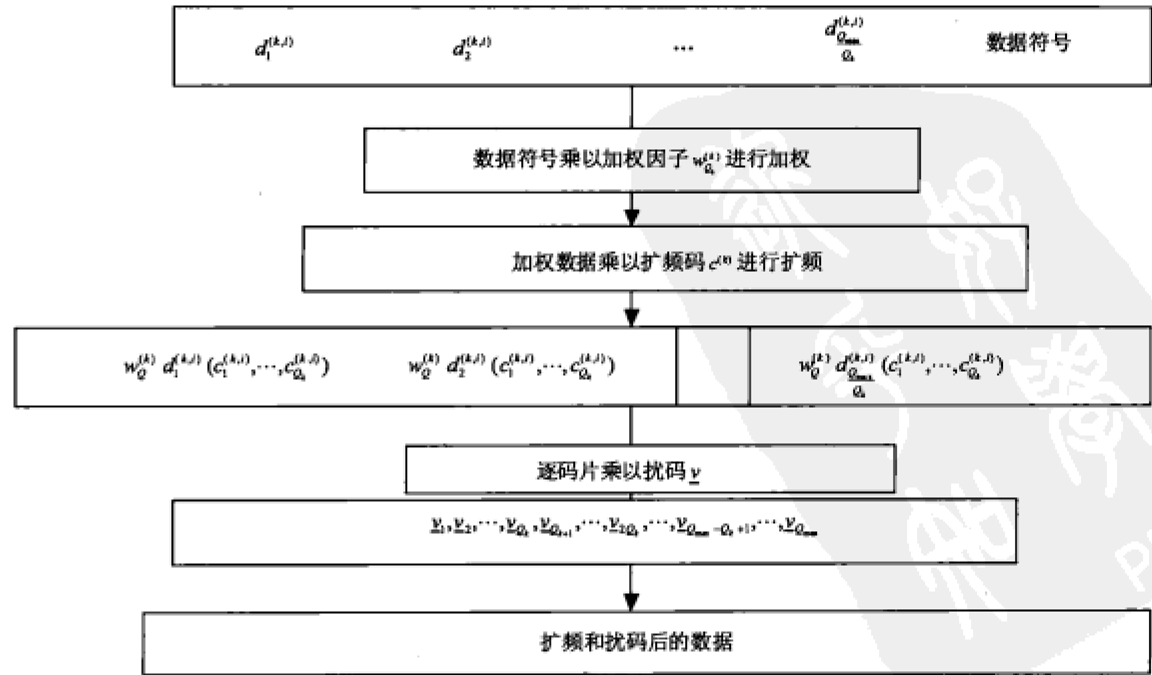


图 4-13 数据符号和扰码后的数据

下面通过一个具体的实例来演示扩频和扰码的过程。该例子中，使用 QPSK 调制，扩频因子 $Q_k=4$，使用第 1 个码分信道。

从 OVSF 树中可以查到 $c_{Q=4}^{(k=1)}=(1,1,1,1)$，$w_{Q=4}^{(k=1)}=-\mathrm{j}$。OVSF 码在经过特征乘法因子加权后：$c_{Q=4}^{(k=1)}\cdot w_{Q=4}^{(k=1)}=(-\mathrm{j},-\mathrm{j},-\mathrm{j},-\mathrm{j})$。

使用第 4 号扰码。从 3GPP TS25.223 的附录中可以查到对应的扰码序列为：

$$v_i=\{1,1,1,-1,-1,-1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,1,-1\}$$

根据复扰码和实扰码序列之间的关系，$\underline{v}_i=(\mathrm{j})^i v_i$，$v_i\in\{1,-1\}$，$i=1,\cdots,16$，可以知道扰码序列为：

$$\underline{v}_i=\{\mathrm{j},-1,-\mathrm{j},-1,-\mathrm{j},1,\mathrm{j},1,\mathrm{j},-1,-\mathrm{j},-1,\mathrm{j},-1,-\mathrm{j},-1\}$$

在图 4-14 中，物理信道映射的位流 b_i 首先按照 QPSK 调制的要求，每两个连续位为一组。映射后的复值数据符号为 d_k。接下来的过程是：每一个复值数据符号再分别与加权后的信道化码进行扩频处理。扩频后，每个数据符号被扩展为 4 个码片。因为小区扰码序列 $\underline{v}_i$ 长度为 16，所以每 16 个码片为一组，再进行加扰处理，最后产生扩频和加扰码后的数据，图 4-14 中仅展示了 $d_0\cdots d_3$ 这 4 个数据扰码的过程。

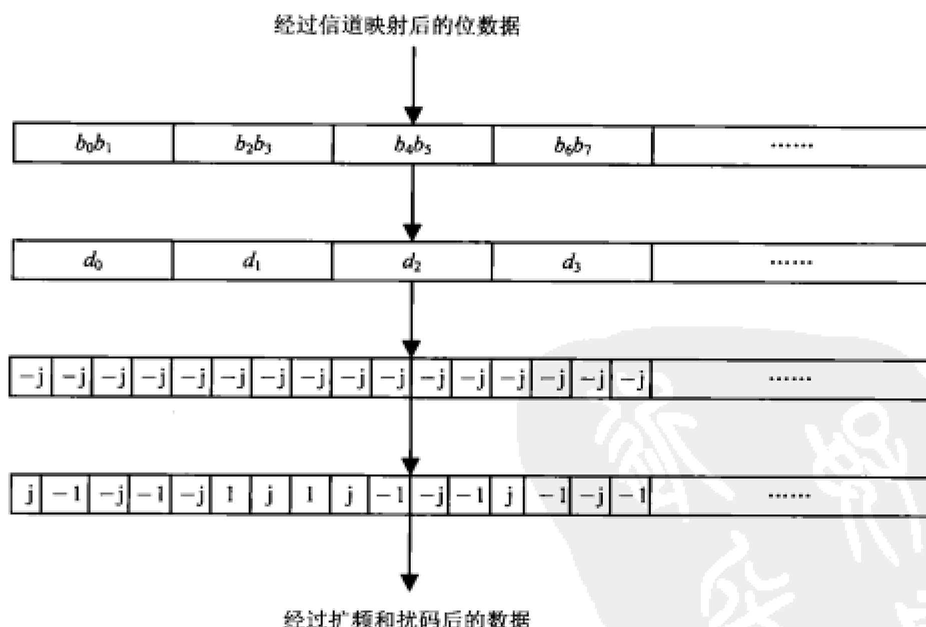


图 4-14　扩频因子 *SF*=4 时的扩频及扰码过程

这样，将 $d_0\cdots d_3$ 分别按照顺序逐码片和下面的扩频和扰码序列相乘就完成了数据调制、扩频、加扰的过程。

4. 同步码与训练序列码

在系统中，SYNC_DL、SYNC_UL 和训练序列码都是直接以码片速率的形式给出的，不需要进行扩频。而且，这三种码在不同的小区配置不同，所以不需要进行加扰处理。这几种码都可以在 3GPP 的规范中查到，不需要任何生成过程，规范中这几种码都是以实数值的形式给出

的，所需做的只是需要在无线信道上把它们发送出去前进行复数化处理。

• 训练序列码

在 TD-SCDMA 系统中，时隙中特意设计了一个训练序列码。它在系统中起着十分重要的作用，既可用于信道估计，还可用于功率控制测量、上行同步维持、波束赋形和频率校正。训练序列可以提供信道的估计，使信道估计更为快捷、可靠，这就为使用联合检测和准确的 DOA 估计提供了基础。同时在中间插入训练序列码也可以减少码间干扰。尽管它占用了一定的系统容量，但综合考虑，这样做还是利大于弊的。

系统中一共有 128 个长度为 144 码片的基本训练序列码，在每个常规时隙的中间发送，其发送功率与数据符号相同，但是不进行扩频和加扰。

• 下行同步码（SYNC_DL）

下行同步码在下行导频时隙（DwPTS）发送。其长度是 64 码片，在整个系统中，一共有 32 个不同的下行同步码。和实值扰码序列生成复值扰码序列相似，下行同步码 $s(=s_1,s_2,\cdots,s_{64})$ 生成复值下行同步码 $\underline{s}$，$\underline{s}$ 和 s 的关系满足：

$$\underline{s}_i=(\mathrm{j})^i\cdot s_i\text{，其中 }s_i\in\{1,-1\}\text{，}i=1,\cdots,64 \tag{4-3}$$

因此，不难看出复值下行同步码序列 $\underline{s}$ 的元素 s_i 也是虚实交替出现的。下行同步码根据时隙 0 的训练序列进行 QPSK 调制。下行同步码的 4 个连续的相位用来指示 P-CCPCH 在接下来的 4 个子帧是否出现。如果指示了 P-CCPCH 的出现，那么接下来的子帧就是交织周期的第一个子帧。

• 上行同步码（SYNC_UL）

上行同步码在上行导频时隙（UpPTS）发送，其长度是 128 码片。随机接入和切换前都需要进行上行同步，所以当 UE 处于空中登记和随机接入状态时，将发射 UpPTS。在整个系统中，一共有 256 个不同的上行同步码。上行同步码 $s(=s_1,s_2,\cdots,s_{128})$ 生成复值下行同步码 $\underline{s}$ 的过程如下：

$$\underline{s}_i=(\mathrm{j})^i\cdot s_i\text{，其中 }s_i\in\{1,-1\}\text{，}i=1,\cdots,128 \tag{4-4}$$

因此，复值上行同步码序列 $\underline{s}$ 的元素 $\underline{s}_i$ 是虚实交替出现的。

5. *发射前最后处理*

经过了扩频和加扰后，数据的形式是速率和码片速率相同的复值数据流。复值的作用是：在 QPSK（或 8PSK）的调制中，综合两个不同维度的数据一起处理。

现在，用取实部和虚部的方式，将两个维度的数据分离。然后再脉冲成型，数模变换，乘以各自相应的载波，最后相加得到最终发射的 QPSK（或 8PSK）模拟信号。

这里，脉冲成型滤波器的冲激响应 $RC_0(t)$ 为根升余弦型，接收端也必须有一个相同的根升余弦型滤波器。此滤波器的冲激响应 $RC_0(t)$ 的定义如下：

$$RC_0(t)=\frac{\sin[\pi\frac{t}{T_C}(1-\alpha)]+4\alpha\frac{t}{T_C}\cos[\pi\frac{t}{T_C}(1+\alpha)]}{\pi\frac{t}{T_C}[1-(4\alpha\frac{t}{T_C})^2]} \tag{4-5}$$

其中滚降系数 $\alpha=0.22$。

上述过程如图 4-15 所示。

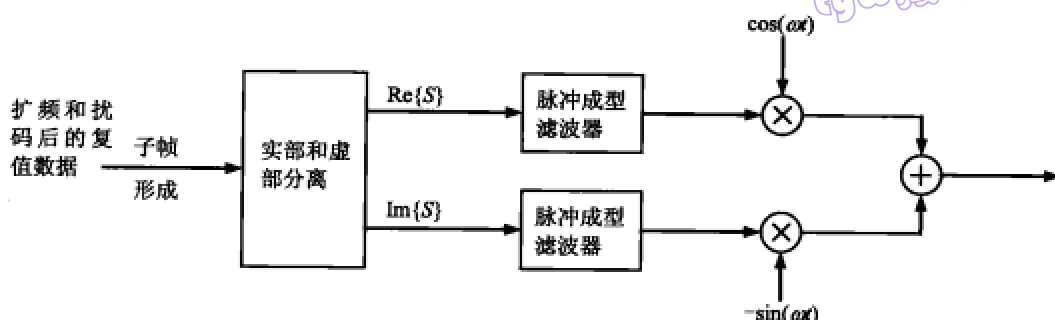


图 4-15　复值码片序列调制过程

4.1.5　物理层过程

在 TD-SCDMA 系统中，很多技术需要物理层的支持。除此之外，提高系统性能、增加系统容量、提高数据业务的吞吐量、保证用户不同业务的 QoS 等也需要物理层的支持。这种支持具体体现在相关的物理层处理：功率控制、小区搜索、上行同步和随机接入等。

CDMA 系统是干扰受限系统，功率控制可以有效地限制系统内部的干扰电平，从而降低小区内和小区间的干扰。移动终端从开机起，到发出第一个随机接入请求止，可分为小区搜索、建立上行同步、随机接入 3 个过程。

1. *功率控制过程*

功率控制的作用是：限制系统内的干扰，减少小区间（Intercell）干扰，克服蜂窝系统的“远近效应”并减小 UE 的功耗。功率控制可以分为开环功率控制和闭环功率控制。TD-SCDMA 系统的功率控制的特征如表 4-6 所示。

表 4-6　传输功率控制特征

	上　行	下　行
功率控制速率	可变的 闭环：0~200 次/秒 开环（大约 200~3575μs 延迟）	可变的 闭环：0~200 次/秒
步长大小	1dB，2dB，3dB（闭环）	1dB，2dB，3dB （闭环）
备　注	所有数据都是在没有 TPC 译码和接收功率测量下得到的	一个时隙内的所有激活码道的功率可平衡到 20 dB 范围以内

- 开环功率控制

TD-SCDMA 系统上行和下行使用相同的频段，因此上下行链路的平均路径损耗存在显著的相关性。正是这一特点，使 UE 在接入网络前，或者 Node B 在建立无线链路时，能够根据下行链路的路径损耗，来估计上行或下行的初始发射功率。这一过程称为开环功率控制。开环功率控制可以分为上行开环功率控制和下行开环功率控制。

上行开环功率控制是 UE 和 Node B 共同参与完成的，其主要思想是：UE 根据 Node B 发送来的信息调整自己相应信道的发射功率。Node B 需要在网络中广播一些控制参数，而 UE 负责测量 P-CCPCH 的接收信号码功率（RSCP），UE 通过计算，确定随机接入时 UpPCH 和 PRACH 信道的发射功率以及 PUSCH 和 DPCH 的初始发射功率。

UE 根据下面的公式确定 UpPCH 的发射功率。

$$P_{\text{UpPCH}} = L_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{UpPCHdes}} + (i-1)Pwr_{\text{ramp}} \tag{4-6}$$

$$L_{\text{P-CCPCH}} = P_{\text{P-CCPCH}} - RSCP_{\text{P-CCPCH}} \tag{4-7}$$

其中，P_{UpPCH}是 UpPCH 的发射功率，$L_{\text{P-CCPCH}}$是下行 P-CCPCH 信道的路径损耗的测量值，$P_{\text{P-CCPCH}}$是 P-CCPCH 的发射功率，其参考值在 BCH 信道上广播，$RSCP_{\text{P-CCPCH}}$是 P-CCPCH 在 UE 端的接收码功率，由 UE 测量得到。PRX_{UpPCHdes}是 Node B 希望的 UpPCH 接收功率，主要根据 UpPCH 信道上的干扰测量信息和接收端希望的 SIR 值确定，其值在 BCH 信道上进行广播。i 为随机接入的上行同步尝试次数，$i=1,\cdots,M_{\max}$。$M_{\max}$ 为上行同步最大尝试次数。Pwr_{ramp} 为 UE 上行同步尝试失败后下一次尝试接入时功率的增加值。

UE 根据下面的公式确定 PRACH 的发射功率。

$$P_{\text{PRACH}} = L_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{PRACHdes}} + (i_{\text{UpPCH}}-1)Pwr_{\text{ramp}} \tag{4-8}$$

在这个式子中，PRX_{PRACHdes}是 Node B 期望的 PRACH 接收功率，根据 PRACH 信道上的干扰测量值和期望 SIR 值确定。这个值由 Node B 在 FPACH 信道上回应 UE 成功上行同步的信令中给出。i_{UpPCH} 是 UE 上行同步的最后成功的总共尝试次数，是 i 的最终值。

UE 根据下面的公式确定 DPCH 的发射功率。

$$P_{\text{DPCH}} = L_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{PDPCHdes}} \tag{4-9}$$

在这个式子中，PRX_{PDPCHdes}是 Node B 期望的 DPCH 接收功率，主要由 DPCH 信道上的干扰测量值和接收端期望的 SIR 值确定。这个值通过信令向 UE 发送。

下行公共信道的发射功率是由网络决定的。通常在网络规划确定小区的大小后，相应地确定各下行公共信道的发射功率，将其作为小区的配置参数。下行链路专用物理信道的初始发射功率与映射到 S-CCPCH 上的 FACH 发射功率相同，或者由网络设置直到第一个上行 DPCH 到达。以后的发射功率由 Node B 采用基于 SIR 的闭环控制。

- 闭环功率控制

闭环功率控制不同于开环功率控制。它用于 RRC 连接模式，通信的双方通过使用物理层的信令来控制对等实体的发射功率。闭环功率控制由外环功率控制和内环功率控制组成。

内环功率控制是无线链路根据接收端物理层的反馈信息所进行的功率控制。UE（Node B）根据 Node B（UE）的接收信号的 SIR 调整发射功率，进而补偿无线信道的衰落。在 TD-SCDMA 系统中，上下行的专用信道使用内环功控，每一子帧（5 ms）进行一次。功率控制的速率为 200Hz，功率控制的步长可是 1dB、2dB 或 3dB。

内环功率控制用来调整上行专用信道 DPCH、上行共享信道 PUSCH、下行专用信道 DPCH 和下行共享信道 PUSCH 的发射功率。

以上行 DPCH 为例，Node B 从 RNC 的上行外环功率控制算法得到功率控制信道的目标 SIR 值，在每一子帧内将它和 DPCH 的训练序列的接收 SIR 值相比较。如果接收到的 SIR 大于目标 SIR，基站就在下行的 DPCH 信道上发送“下降”的功率控制命令；如果接收到的 SIR 小于目标 SIR，功率控制命令被设置成“上升”。在 UE 端，当收到基站的 TPC 命令后，根据上升或下降的命令和选取的功率控制的步长，调整自己下一子帧相应信道的发射功率。

其他几个信道的功率控制的过程与这个过程类似，这里就不再重复。

功率控制调整步长是和 UE 速度联系在一起的。在给定一个通信质量目标时，最佳的上行功率控制的步长在于能达到一个最低的目标 SIR 值，这是由外环控制决定的。当 UE 速度较低

时，由于多普勒频移较小，快衰落变化也较小，此时选取较小的功率控制步长就能跟上信道的变化；当 UE 速度较大时，就需要选取较大的功率控制步长来补偿信道。而当 UE 超过一定速度时，功率控制的速率跟不上信道的变化，较大的功率控制步长反而会使功率控制性能变差，应该采用减小的功率控制步长。

尽管内环功率控制可以解决路径损耗以及远近效应的问题（使接收信号保持稳定的 SIR），但是却不能保证接收信号的质量。接收信号的质量是一种主观的感受，一般用误块率（BLER）或误码率（BER）来表示，BLER 由接收信号 SIR 的分布函数决定，两者数学关系极其复杂。

环境因素（主要包括用户的移动速度、信号传播的多径和迟延）对接收信号的质量有很大的影响。当信道环境发生变化时，接收信号 SIR 和 BLER 的函数关系也相应发生变化。所以需要根据信道环境的变化，调整接收信号的 SIR 目标值。外环算法的原理可以描述为：当接收信号质量高于要求的时候，适当减少目标 SIR 值；当接收信号质量低于要求的时候，增加目标 SIR 值。外环功率控制的目的就是将目标 SIR 调整到最恰当的值，以保证信号的质量。

2. 小区搜索的过程

小区搜索是指 UE 开机后立即寻找到一个合适的小区，以便能够得到网络的服务。具体过程是：建立下行导频时隙 DwPTS 的同步，识别扰码和基本训练序列码，控制复帧同步，最后读取广播（BCH）信息。

在执行下列过程之前，UE 要先测量频带内各载频的宽带功率。宽带功率是指直接从射频连接器端或脉冲成型滤波器输出端测得的功率。可以利用 USIM 存储的小区信息，将测得的宽带功率的频点按由强到弱排列，以下过程就从功率最强的频点开始。

- 搜索下行导频时隙 DwPTS 的下行同步码 SYNC_DL

当 UE 接入系统时，为了获得与当前小区的同步，必须捕获小区下行同步时隙 DwPTS 的下行同步码 SYNC_DL。SYNC_DL 是一个系统预定的 64 位 PN 码序列，系统一共定义了 32 个 SYNC_DL 码。系统中相邻小区的 SYNC_DL 码互不相同，不相邻小区的 SYNC_DL 码可以复用。SYNC_DL 码包含在无线突发中的 DwPTS 时隙。

SYNC_DL 码在系统中每 5 ms 发送一次，并且每次都用全向天线以满功率值发送。当 UE 接入系统时，对这 32 个 SYNC_DL 码进行逐一搜索，也就是用接收到的信号与 32 个可能的 SYNC_DL 码逐一做相关运算。由于码字之间具有很好的正交性，经过计算得出相关峰值最大的码字，可以被确定为当前接入小区使用的下行同步码。另外，根据相关峰值的时间位置还可以初步确定系统下行的定时。

值得注意的是：在 TD-SCDMA 系统中，定义了 32 个下行同步码（SYNC_DL），256 个上行同步码（SYNC_UL），128 个训练序列码和 128 个扰码。所有这些码被分成 32 个码组，每个码组由 1 个下行同步码、8 个上行同步码、4 个训练序列码和 4 个扰码组成。不同的邻近小区将使用不同的码组，对 UE 来说，只要确定了小区使用的下行同步码，就能找到训练序列和扰码，而上行同步码是在该小区所用的 8 个上行同步码中随机选择一个来发送的。寻找到 SYNC_DL 很重要。

- 确定该小区使用的训练序列码和扰码

当下行同步码被检测出来后，UE 也就知道了是哪 4 个基本的训练序列被使用。这时，UE 只需要通过分别使用 4 个基本训练序列进行从符号到符号的相关性判断，就可以确定所使用的基本训练序列码是 4 个码中的哪一个。在一个帧里，使用的是这个基本训练序列码。每个扰码和这个基本的训练序列码相对应，就可以确定扰码。

- 控制复帧同步

UE 开机后要读取系统广播信息，即读取 BCH 信道信息。而传输信道 BCH 映射在物理信道 P-CCPCH 上，因此 UE 要找到 P-CCPCH。对于寻找 P-CCPCH，在 3GPP 规范中是按照下面的方式处理的。

下行导频信道采用 QPSK 调制，可以用于调制的相位共有 4 个，系统用不同的相位序列调制 DwPTS 时隙的 SYNC_DL 码。接收方通过观察几个突发，就可以得到调制 SYNC_DL 的相位序列。系统就是用相位序列来指示 P-CCPCH 的位置，得到了相位序列，就可以找到 P-CCPCH 信道，这样也就完成了控制复帧同步。

• 读广播信道

确定了 P-CCPCH 信道后，UE 就可以找到 BCH 信道，并读取 BCH 信息，从而得到小区的配置等公用信息。UE 根据消息中给出的接入层和非接入层信息就可以选定当前小区是否成为服务小区。

经过以上 4 步，小区搜索过程结束。特别注意：每一步的执行如果失败，就重新执行上一步；如果成功，继续执行下一步。

3. 上行同步

由于 TD-SCDMA 系统是 TDD 的系统，因此对上行和下行时间同步要求较为严格。在空闲模式下，UE 和 Node B 之间仅建立了下行同步。这时 UE 不知道它与 Node B 之间的距离，当然就不能准确知道发送“RRC 连接请求”消息时所需要的发射功率和定时提前量。由于物理层随机接入信道 PRACH 在常规时隙内，这时的 UE 如果直接在 PRACH 上发送随机接入请求，这个信号将会严重干扰到同时隙其他用户和相邻时隙其他用户。这样，系统不能正确接收 UE 发送的消息。

为了解决这个问题，系统定义了 UpPTS 时隙，在这个时隙上发送 SYNC_UL 消息。值得注意的是，UpPTS 时隙没有用户的业务数据，它只用于 UE 和系统的上行同步。系统定义了 32 个码组，每个码组由 1 个下行同步码、8 个上行同步码、4 个训练序列码和 4 个扰码组成。UE 根据收到的 DwPTS 信息，得到了 SYNC_DL，就确定了与之相对应的的 8 个 SYNC_UL 码。这时 UE 随机决定将使用这 8 个中的任意一个 SYNC_UL 码字。

UE 根据在 DwPTS 或 P-CCPCH 上接收到的信号时间以及功率大小，决定上行 SYNC_UL 突发的初始发送时间和初始发送功率。

Node B 采用逐个做相关运算的办法，判断 UE 当前使用的是哪个上行同步码字。Node B 在搜索窗内检测出 SYNC_UL 后，就可以根据接收时间和功率调整 UE 下次发送的时间和功率。调整的信息通过 FPACH 信道的突发告诉 UE。系统确定了 UE 发送的 SYNC_UL 后，在接下来的 4 个子帧中，用一个子帧通过 FPACH 信道发送给 UE。在 FPACH 信道内，还有 UE 初选的 SYNC_UL 码字信息以及 Node B 接收到 SYNC_UL 的相对时间，这是区分在同一时隙内使用不同 SYNC_UL 的 UE，同样也可以区分不同时隙内使用相同 SYNC_UL 的 UE。

UE 从 F-PACH 信道上接收到这些信息控制命令后，就可以知道自己的上行同步请求是否已经被系统接受。需要注意的是：Node B 需要在收到 UE 上行同步码的 4 个子帧（20 ms）内发送 FPACH，否则 UE 视此次同步建立的过程失败。在一定时间后 UE 将重新执行上行同步过程。当上行链路出现失步的时候，UE 也会重新执行上行同步过程。

4. 随机接入

在上行同步建立起来以后，UE 从选定的 F-PACH（与所选特征码对应的 F-PACH）中收到控制信息，这表明 Node B 已经收到了 UpPTS 序列。然后，UE 将调整发射时间和功率，并确保在接下来的两帧后，在对应于 FPACH 的 PPACH 信道上发送 RACH。在这里，UE 发送到 Node

B 的 RACH 具有较高的同步精度。在此之后，UE 将会在映射在 PRACH 上的 CCPCH 的信道上接收到来自网络的响应，它将指示 UE 发出的随机接入是否被接收，如果被接收，将在网络分配的 UL 及 DL 专用信道上通过 FACH 建立起上下行链路。在利用分配的资源发送信息之前，UE 可以发送第二个 UpPTS，并等待来自 F-PACH 的响应，这样可得到下一步的发射功率和 SS 的更新指令。

在可能发生较大的冲突时，或者在较差的传播环境中，Node B 并不发射 FPACH，或者不能接收到 SYNC_UL。这时，UE 得不到 Node B 的任何响应。因此 UE 在一个随机延迟后必须重新测量并调整发射时间和发射功率，并发送一条 SYNC_UL。在每次发射（或重发）时，UE 都会重新随机选择 SYNC_UL 序列。

4.1.6 物理层的测量

物理层需要完成多种的测量，从而向高层提供服务。在高层的控制下，UE 和 UTRAN 都需要参与。测量的结果可以触发多种事件，例如小区的选择、重选和切换等。有些测量的结果对于实现系统的功能非常重要，有些测量的结果可以被用来作为网络优化的依据。测量有些是周期的，有些是事件触发的，还有很多是二者结合的。

UE 处在空闲模式时的测量主要是指小区选择测量和小区重选测量。

（1）小区选择测量。当 UE 开机后，首先应该选择一个 PLMN，选中后就开始选择属于这个 PLMN 的小区。找到这样的一个小区后，从广播中可以知道邻近小区的信息，这样，UE 就可以在所有小区中选择一个信号最好的小区驻留下来。紧接着，UE 就会发起位置登记过程。成功后，UE 就驻留在这个小区中了。

（2）小区重选测量。当 UE 移动时，当前小区和邻近小区的信号强度都在不断变化，UE 就要选择一个最合适的小区，这个过程称为小区重选。如果 UE 根据“测量控制系统信息”搜索和测量邻小区，且在 12s 的时间内没有找到新的合适小区，UE 将会启动小区选择过程。

UE 处于连接模式时的测量包括切换测量和功率测量等。

（1）切换测量：在切换准备的时候，UE 对 UTRAN 的一些参数进行测量，以便于自己的小区切换。

（2）功率测量：测量开环功率控制需要测量的参数和闭环功率控制的参数，包括内环、外环的参数。

不论怎样，在物理层测量的过程中，尤其是在进行无线资源管理的时候，需要对直接测量的参数做一定的过滤处理，减少信道随机性带来的干扰。

在 3GPP 的物理层的测量规范中，UE 端的测量和 UTRAN 端的测量是不同的，分别如表 4-7 和表 4-8[12]所示。

表 4-7 UE 端的测量

测量内容	定义	应用的状态
P-CCPCH RSCP	本小区或邻小区的 P-CCPCH 信道上接收到的信号码功率	空闲模式和连接模式下所有状态的频率间以及频率内测量
CPICH RSCP	主公共导频信道的一个码字上测量到的接收信号码功率，对于支持 FDD 模式的 TDD 终端来说，应该测量该参数，以便随时都可以选择/切换到 FDD 小区	空闲模式和连接模式下所有状态的频率间的测量
时隙 ISCP	在特定时隙的训练序列上测量的干扰信号码功率	连接模式的 CELL_FACH 和 CELL_DCH 状态的频率内测量

（续）

测量内容	定义	应用的状态
UTRA 的接收 RSSI	在特定的时隙下接收到的宽带功率，包括热噪声以及接收机在脉冲成形滤波器定义的带宽内产生的噪声	连接模式的 CELL_DCH 状态的频率内测量和频率间测量
GSM 的接收 RSSI	接收信号强度指示，即在相应信道频带内的宽带接收功率。如果 UE 支持到 GSM 服务的切换，此测量必须执行	空闲模式和连接模式下所有状态的频率间测量
SIR	信干比定义为（*RSCP*/干扰）×*SF*，接收信号码功率是在 DPCH 或 PDSCH 信道上测量的	连接模式下 CELL_FACH 和 CELL_DCH 状态下的频率内测量
CPICH E_c/N_o	公共导频信道上接收到的每个码片能量与频带功率密度的比值。对于支持 FDD 模式的 TDD 终端来说，应该测量该参数，以便随时都可以选择/切换到 FDD 小区	空闲模式和连接模式下所有状态的频率间的测量
传输信道 BLER	传输信道误块率，误块率的估计给予每个传输块的 CRC	连接模式下 CELL_DCH 状态的频率内的测量
UE 发射功率	在特定时隙下一个载波的 UE 总的传输功率	连接模式下 CELL_FACH 和 CELL_DCH 状态的频率内的测量
SFN-SFN 观测时间差	系统帧号到系统帧号观测的时间差是指 UE 端测量的从服务基站和目标基站接收的时间差，用码片表示	类型 1：连接模式下 CELL_FACH 状态的频率内的测量 类型 2：空闲模式和连接模式下所有状态的频率间以及频率内测量
SFN-CFN 观测时间差	系统帧号和连接帧号观测的时间差是指 UE 中 CFN 与目标相邻小区 SFN 之间的时间差	连接模式下 CELL_DCH 状态的频率内和频率间的测量
GSM 小区的观测时间差	如果 UE 支持到 GSM 服务的切换，GSM 小区的观测时间差就指特定 UTRA 和 GSM 小区定时之间的时间差	空闲模式和连接模式下 URA_PCH、CELL_PCH、CELL_DCH 状态下的频率间测量
用于定位的 UE GPS 小区帧定时	一个特定的 UTRAN 事件在 GPS 定时中的时间	连接模式下 CELL_FACH、CELL_DCH 状态下的频率内测量
1.28Mchips/s TDD 的 TADV	定时提前定义为（*TRX*−*TTX*），其中 *TRX* 是 UE 使用的第一个上行时隙开始的时间，UE 定时是根据接收的某个下行时隙获得的，而 *TTX* 是同一个上行时隙开始的时间	连接模式下 CELL_FACH、CELL_DCH 状态下的频率内测量
UE GPS 码的相位	第 *j* 个 GPS 卫星信号的扩频码的整个和部分的相位	无（该测量和 UTRAN/GSM 无关，因此它的应用与 UE 的 RRC 状态独立）

表 4-8　UTRAN 端的测量

测量内容	定义
RSCP	DPCH、PRACH、PUSCH 或 HS-SICH 信道上接收到的信号码功率
时隙 ISCP	在特定时隙的训练序列码上测量的干扰信号码功率
接收到的总带宽功率	在特定的时隙下接收到的宽带功率，包括热噪声以及接收机在脉冲成形滤波器定义的带宽内产生的噪声
SIR	信干比 SIR 定义为（*RSCP*/干扰）×*SF*，接收信号码功率是在 DPCH、PRACH、PUSCH 或 HS-SICH 信道上测量的
传输信道的 BER	传输信道的误比特率是 DCH 或 USCH 信道数据的平均误比特率，它仅仅计算 Node B 端信道解码器输入的未打孔的位

（续）

测量内容	定义
传输信号功率	发射载波功率是来自一个 UTRAN 接入点的下行载波总发射功率与此时其所能到的最大功率之比
传输码功率	发射码功率是一个载波、一个扰码和一个信道码的发射功率
RX 时间偏差	Node B 内部定时所决定的单个时隙开始的时间与 Node B 端检测到的第一个上路径的时间之差
用于 UE 定位的 UTRAN GPS 小区帧定时	一个特定的 UTRAN 事件在 GPS 定时中的时间
SFN-SFN 观测时间	在 TDD 小区 i 的帧边界开始的时间与小区 k 帧边界开始的时间之差，其中小区 k 是在帧边界的时间上与 TDD 小区 i 最靠近的一个
邻小区同步突发开始的时间	邻小区同步突发开始的时间，TD-SCDMA 系统中，DwPCH 代表小区的同步突发
同步突发的信干比	同步突发的信干比，定义为接收信号码功率与无法被接收机消除的干扰信号功率之比
1.28 Mchips/s TDD 接收 SYNC-UL 时间差	Node B 收到上行同步码的时间与根据 Node B 内部定时得到的 DwPCH 结束前两个符号的时间之差
1.28 Mchips/s TDD 的到达角	根据参考的方向，估计用户的角度，参考方向为北，顺时针方向为正
HS-SICH 接收质量	决定 HS-SICH 接收质量的因素有：一个 UE 发起的期望的 HS-SICH 传输数量，同样这个 UE，在 Node B 端接收失败的 HS-SICH 数量

4.2 数据链路层和网络层

4.1节详细介绍了空中接口的物理层（层1），本节讨论物理层之上的数据链路层（层2）和网络层（层3）。数据链路层可以被分成几个子层，包括媒体接入控制层（MAC）和无线链路控制层（RLC），还包含处理分组业务的分组数据协议汇聚子层（PDCP）和用于广播/多播业务的（BMC）子层。网络层包括无线资源控制（RRC）子层等。本节首先介绍空中接口的整体结构，然后对涉及的协议实体功能分别进行描述。为了使读者对于空中接口有更全面的了解，将重点介绍MAC、RLC、PDCP和BMC子层的协议以及RRC等子层的协议。

4.2.1 空中接口的整体结构

如图 4-16 所示，在空中接口的三层结构中，最底层（层 1）是物理层（PHY）。物理层的作用是将数据信息映射到物理介质上进行传输，并且向高层提供数据传输业务。层 2 是数据链路层，数据链路层是由媒体接入控制（MAC）子层、无线链路控制（RLC）子层、分组数据汇聚协议（PDCP）子层和广播/多播控制（BMC）子层组成的。该层通过其自身协议的规定和流程，能够在不太可靠的物理链路上实现可靠的数据传输，从而向上面的网络层提供良好的服务。层 3 是网络层，由无线资源控制（RRC）子层、移动性管理（MM，Mobility Management）子层和链接管理（CM，Connection Management）子层共同组成，网络层的作用是要完成无线接入网和终端之间交互的所有信令的处理。

在空中接口中，层 2 和层 3 的部分子层按其不同的功能又可以划分成两个平面：用户平面（U 平面）和控制平面（C 平面）。用户平面承载数据流和相应的用户需要发送和接收的所有信息，例如分组数据和语音都经过这个平面的传输。控制平面负责控制无线接入以及 UE 和网络之

间的连接，例如业务请求、不同传输资源的控制和切换等都经过这个平面的传输。从控制平面来看，层 2 包括 2 个子层，媒体接入控制（MAC）子层和无线链路控制（RLC）子层；从用户平面来看，除了包括 MAC 子层和 RLC 子层外，还包括另外两个依赖于业务的协议层，即分组数据协议汇聚（PDCP）子层和广播/多播控制（BMC）子层。层 3 中的 RRC 子层也属于控制平面。

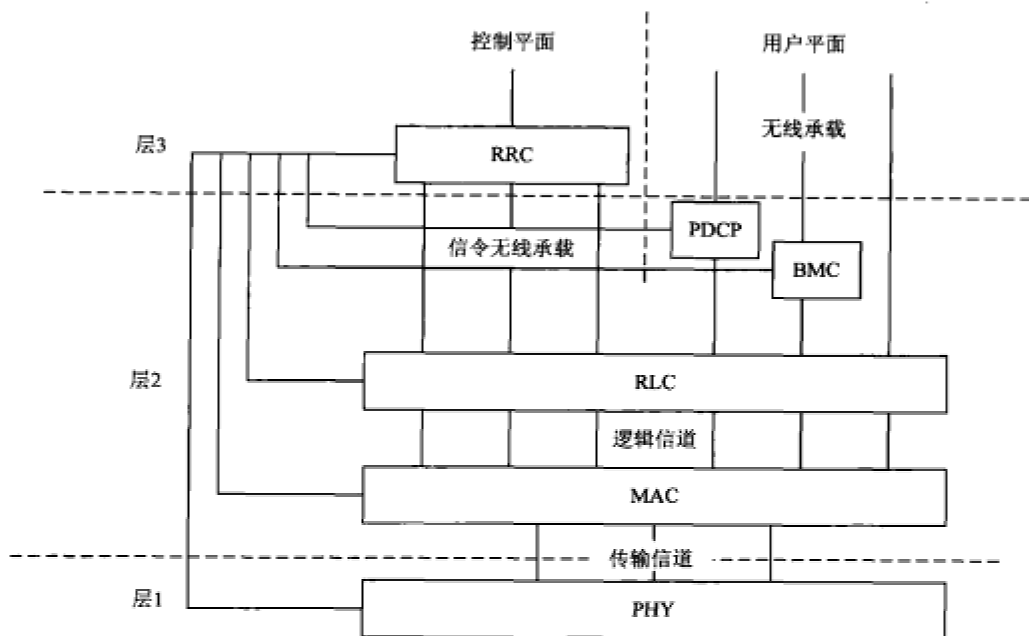


图 4-16　空中接口协议结构（接入层）

空中接口各个子层之间通过业务接入点（SAP）进行连接通信。通过使用 SAP，低层可以为高层提供服务，高层可以对低层进行配置。不同的层或子层之间的 SAP 是不同的。RLC 子层之上的 SAP 提供无线承载（RB，Radio Bear），在控制平面的一侧称为信令无线承载（SRB），而在用户平面的一侧则称为无线承载（RB）。RLC 子层与 MAC 子层之间的 SAP 提供逻辑信道，MAC 子层和物理层（PHY）之间的 SAP 提供传输信道。各层、子层的具体结构与功能将在下文中具体介绍。

4.2.2　MAC 子层

本节介绍 MAC 子层的逻辑结构、逻辑信道及其与传输信道的映射、MAC 子层间通信和对等层通信、MAC 提供的服务和功能以及完成这些功能和服务执行的过程。

MAC 子层与在它下面的物理层之间使用传输信道通信，与它上面的无线链路控制（RLC）子层之间使用逻辑信道进行通信。因此，MAC 子层必须完成逻辑信道和传输信道的相互映射，并根据逻辑信道的业务传输速率为传输信道选择合适的传输格式（TF）。这种传输格式的选择是根据连接建立时无线资源控制层（RRC）所定义的传输格式组合集（TFCS）来进行的。

1. MAC 子层的逻辑结构

MAC 子层的结构只是一个模型，它并没有具体的、严格的限制来执行[7]。MAC 子层的逻辑结构在 UE 侧和 UTRAN 侧略有不同，这里只给出在本书截稿时最新的 R8 版本中的结构，分别如图 4-17 和图 4-18 所示。

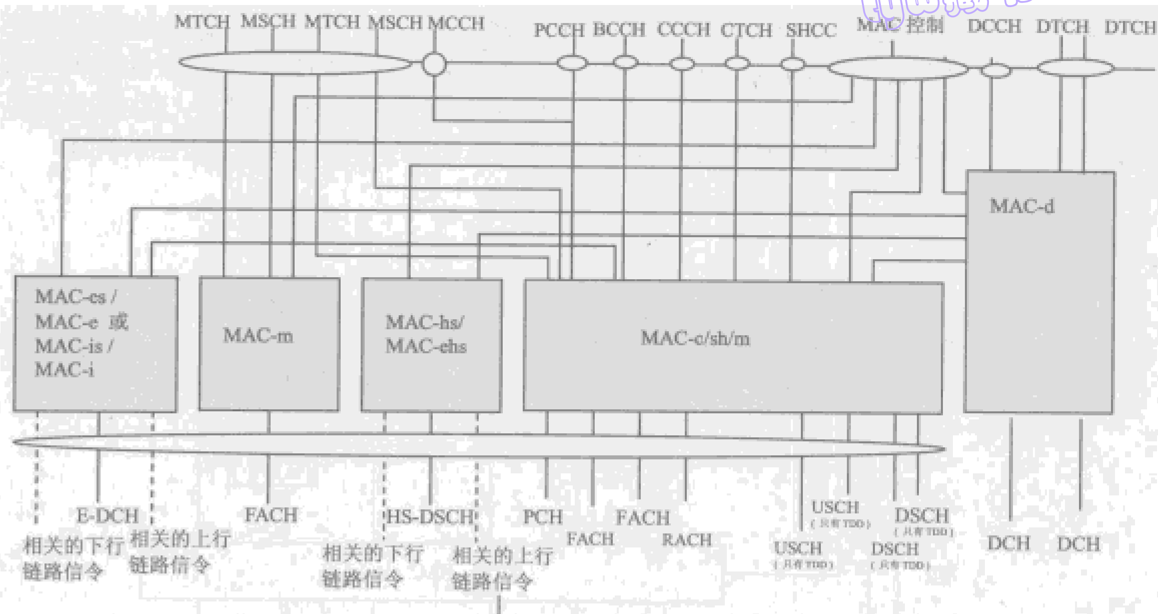


图 4-17 UE 侧的 MAC 子层的逻辑结构

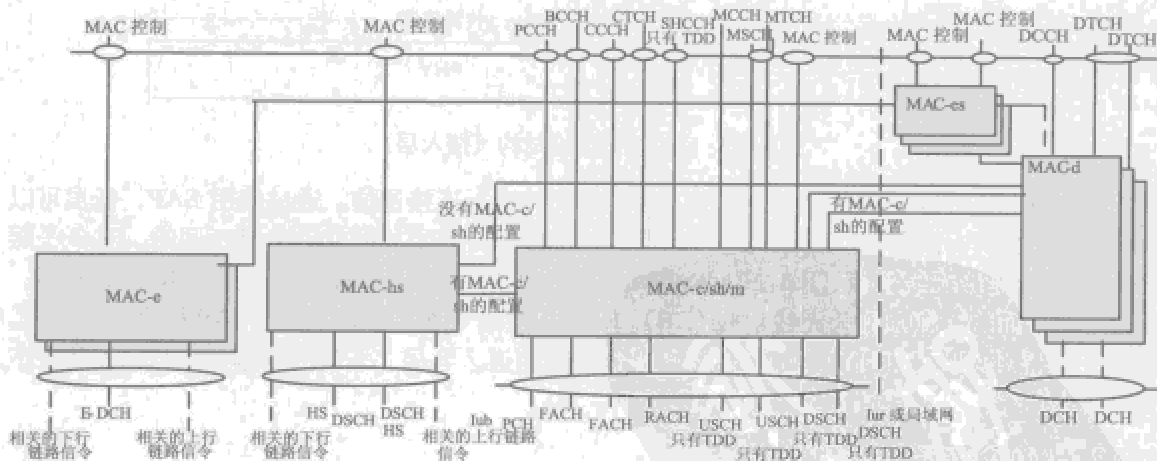


图 4-18 UTRAN 侧的 MAC 子层的逻辑结构

在早期的版本中，即在 R5 以前的版本中，由于没有 HSDPA 等先进技术，所以 MAC 子层的逻辑实体，相比于上述的图 4-17 和图 4-18，只有 MAC-b、MAC-c/sh 和 MAC-d 这 3 个实体。这里需要注意的是：早期版本中的 MAC-c/sh 就是最新版本中的 MAC-c/sh/m 实体。由于本书后面的章节专门介绍 HSDPA 技术，所以这里详细介绍一下 MAC-b、MAC-c/sh 和 MAC-d 这 3 个实体的功能。其他几个实体简要介绍一下。

MAC-b 实体（图 4-19）的作用是负责处理广播信道（BCH）上传输的信息（由于其功能相对独立，在上述的图 4-17 和图 4-18 中并没有体现出 MAC-b 的结构）。在每个 UE 中都存在一个 MAC-b 实体，在 UTRAN 中（在 Node B 内）针对每一个小区也设置一个 MAC-b 实体。MAC-b

实体主要实现广播控制信道（BCCH）和广播信道（BCH）两者之间的映射功能，其中 BCCH 属于逻辑信道，BCH 属于传输信道。

MAC-c/sh 实体的作用是负责处理公共信道和共享信道[包括寻呼信道（PCH）、前向接入信道（FACH）、随机接入信道（RACH）、上行链路共享信道（USCH）和下行链路共享信道（DSCH）]上传输的信息。在每个正在使用共享信道的 UE 中都有一个 MAC-c/sh 实体，在 UTRAN 中（位于 CRNC 内）针对每个小区也都设置一个 MAC-c/sh 实体。MAC-c/sh 主要的功能是实现逻辑信道与公共传输信道和共享信道之间的映射。MAC-c/sh 内部结构见参考文献[7]。

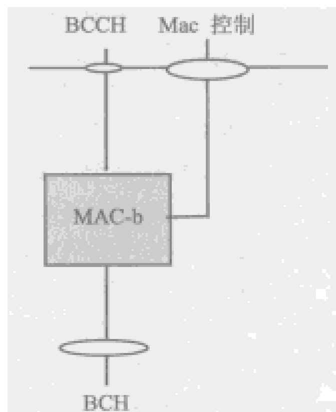


图 4-19 MAC-b 实体

MAC-d 实体的作用是负责处理连接模式下分配给 UE 的专用信道(DCH)上传输的信息。在每一个 UE 中都有一个 MAC-d，在 UTRAN 中(位于 SRNC 中)，也都为每个 UE 设置一个 MAC-d 实体。MAC-d 实体的主要功能是完成逻辑信道 DCCH/DTCH 和传输信道之间的映射。MAC-d 内部结构见参考文献[7]

MAC-hs/ehs 实体的作用是负责处理高速下行共享信道（HS-DSCH）。

MAC-m 实体的作用是负责处理前向接入信道（FACH）。

MAC-e/es 和 MAC-i/is 实体的作用是负责处理增强的专用信道（E-DCH）。

通过上面的介绍，我们可以看到，MAC 子层的这些实体都要完成与各自相关的逻辑信道和传输信道之间的映射。

2. 逻辑信道及其与传输信道之间的映射

MAC 层在逻辑信道上提供数据传输业务。针对 MAC 层提供的不同类型的数据传输业务，定义了不同的逻辑信道类型。相对于上面我们提到的用户平面和控制平面，逻辑信道可以分成两大类：控制信道和业务信道。控制信道用来传输控制平面信息，业务信道用来传输业务平面信息。

控制信道包括以下 5 种。

（1）广播控制信道（BCCH）：广播系统控制信息的下行信道。

（2）寻呼控制信道（PCCH）：传输寻呼信息的下行信道。当网络不知道 UE 所在小区的位置或 UE 处于小区的连接状态（使用 UE 睡眠模式）时，网络使用该信道对特定的 UE 发起寻呼。

（3）公共控制信道（CCCH）：在网络和 UE 之间发送信息的双向通道。当没有 RRC 连接或当小区重选后接入一个新的小区时使用该信道。

（4）专用控制信道（DCCH）：在 UE 和网络之间发送专用控制信息的点到点的双向通道。在 RRC 连接建立过程期间建立该信道。

（5）共享控制信道（SHCCH）：在网络和终端之间传输控制信息的双向信道，用来对上行和下行共享信道进行控制。

业务信道有以下两种。

（1）专用业务信道（DTCH）：专为一个 UE 传输用户信息的点对点双向信道。

（2）公共业务信道（CTCH）：UTRAN 对全部或一组特定的 UE 传输用户信息的单点对多点的单向信道。

逻辑信道和传输信道之间的映射，在上行和下行方向上略有不同。

在上行方向上（前面是逻辑信道，后面是传输信道）：

（1）CCCH 映射到 RACH 上；

(2) DCCH映射到DCH、RACH和USCH上；
(3) DTCH映射到DCH和USCH上；
(4) SHCCH映射到DCH和USCH上。
在下行方向上（前面是逻辑信道，后面是传输信道）：
(1) BCCH映射到BCH和PACH上；
(2) CCCH映射到FACH上；
(3) CTCH映射到FACH上；
(4) DCCH映射到DCH、DSCH和FACH上；
(5) DTCH映射到DCH、DSCH和FACH上；
(6) PCCH映射到PCH上；
(7) SHCCH映射到DSCH和FACH上。

3. MAC子层的层间通信和对等层通信

层间通信是指MAC子层和其他层（RRC子层、RLC子层和物理层）之间的通信，这种通信是通过原语交互来实现的。下面将分别介绍MAC子层分别和RRC子层、RLC子层之间的原语。

• MAC和RRC之间的原语

MAC和RRC之间的原语如表4-9所示[7]，这些原语使用的参数如下。

表4-9 MAC子层和RRC子层之间的原语

原语名	参数	说明
CMAC-CONFIG-REQ	UE信息单元、RB信息单元、传输信道信息单元、RACH传输控制单元、加密单元	RRC子层使用该原语来请求建立、释放和配置一条逻辑信道。例如，RNTI的分配、逻辑信道和传输信道之间的映射的切换、TFCS的更新或逻辑信道的优先级的调度
CMAC-MEASUREMENT- REQ	测量信息单元	RRC子层使用该原语来请求MAC执行测量。例如业务流量的测量
CMAC-MEASUREMENT-IND	测量结果	RRC子层使用该原语向RRC子层报告测量结果
CMAC-STATUS-IND	状态信息	MAC子层使用该原语向RRC子层报告相关的状态信息

(1) UE信息单元，包含S-RNTI、SRNC标识、C-RNTI和激活时间等参数。

(2) RB信息单元，包含RB信息单元（逻辑信道标识、传输信道标识、MAC逻辑信道优先级）等参数。

(3) 传输信道信息单元，包含传输格式组合集参数。

(4) 测量信息单元，包含测量模式（周期性或事件触发）、报告量标识、计算均值或方差的时间间隔、报告周期（在测量模式为周期性触发时使用）或上下阈值TH_U、TH_L（测量模式为触发事件时使用）等参数。

(5) 测量结果，包含测量模式、报告量、事件标识（测量模式为触发事件时使用）等参数。

(6) 状态信息，取值为“发送不成功”（或“发送成功”）时，表示TM RLC PDU发送失败（或成功）。

(7) RACH传输控制单元，包含ASC参数集（PRACH的划分标识和相关的持续值）、最大同步重发次数max M等参数。

(8) 加密单元，包含加密模式、加密密钥、加密序号等参数。

• MAC 和 RLC 之间的原语

MAC 和 RLC 之间的原语如表 4-10 所示[7]，这些原语使用的参数如下。

表 4-10 MAC 子层和 RLC 子层之间的原语

原语名	参数	说明
MAC-DATA-REQ	数据，缓存器占用 BO，UE 标识类型指示，RLC 实体信息	RLC 层使用该原语把高层 PDU 传送给 MAC 子层
MAC-DATA-IND	数据，传输块的数目，时间偏移，错误指示	MAC 子层使用该原语把在一个传输时间间隔中接收到的高层 PDU 传送给 RLC 层
MAC-STATUS-IND	PDU 的数目，PDU 的大小，发送状态	MAC 子层使用该原语向 RLC 层指示每条逻辑信道可以使用什么速率向 MAC 子层传送数据。该传送速率与每个传输时间间隔内可以传送的 PDU 的数目和 PDU 的大小有关。对于使用长的传输时间间隔的传输信道，为了优化 TFC 选择，MAC 可以使用该原语向 RLC 层指示该逻辑信道上所期望的当前缓存期占用。UE 侧 MAC 子层也可以使用该原语向 RLC 层指示已经把数据传送到物理层的情况，或者指示由于前导接入循环计数器溢出，使得 RLC PDU 在 RACH 上发送失败的情况
MAC-STATUS-RESP	缓存期占用 BO，RLC 实体信息	RLC 层使用该原语来证实 MAC-STATUS-IND 原语的接收。RLC 层也可以利用该原语向 MAC 子层指示其没有数据要传送，其正处于悬挂状态或者当前缓存器的占用情况

(1) 数据，包含要传送的 RLC 子层数据（RLC-PDU）或 MAC 子层从物理层接收到的 RLC 子层数据。

(2) 传输块的数目。它的定义是：在传输时间间隔内对等层传送过来的传输块数，它的值是根据参数 TFI 得到。

(3) 缓存器占用 BO，其定义为在 RLC 子层的每一个逻辑信道上等待发送（或重发）的数据的字节数。如果 RLC 子层使用确认模式，那么控制 PDU 和 RLC 发送窗之外的 RLC PDU 将包含在该参数的计算范围之内，但是已经发送却没有接收到否定确认的 RLC PDU 不应被包含。

(4) 时间偏移，物理层对于承载了相关信息的物理资源，要对接收时间偏移进行测量。

(5) PDU 的数目。它的定义是：在一个传输时间间隔内允许 RLC 向 MAC 发送的 PDU 的数目。

(6) PDU 的大小。它的定义是：在一个传输时间间隔内允许 RLC 向 MAC 发送的一个 PDU 的位数。

(7) UE 标识类型指示，指示了在 MAC 头中要包含的 UE 标识类型。

(8) 发送状态，其取值为“发送不成功”（或“发送成功”）时，表示在上一个 TTI 的 RLC 的 PDU 发送失败（或成功）。

(9) RLC 实体信息，RLC 子层通过该参数向 MAC 子层指示相关的配置参数。在 MAC 子层进行 TFC 选择时，该参数所包含的信息是很关键的。

(10) 错误指示，当接收到低层的错误指示时，MAC 子层通过 MAC-DATA-IND 原语向高

层指示该错误信息。

- MAC 和物理层之间的原语

MAC 和物理层之间的原语如表 4-11 所示[7]，这些原语使用的参数见 4.1.2 节。

表 4-11 MAC 子层和物理层之间的原语

原语名	参数	说明
PHY-DATA-REQ	传输格式指示 TFI，传输数据块集 TBS，无线帧编号 FN_{CELL}，接入服务类别 ASC	MAC 子层使用该原语请求物理层向对等层实体发送数据。原语的发送基于每一传输信道和每一传输时间间隔。TFI 参数指明了层间数据的格式，TBS 包含了欲发送的数据，CELL FN 参数通知物理层开始发送的帧号，ASC 参数仅用于传输信道是 RACH 的情况
PHY-DATA-IND	传输格式指示 TFI，传输数据块集 TBS，CRC 校验结果，接受定时偏差 TD	物理层通知 MAC 子层在所配置的传输信道上收到了数据（物理层完成无线连路到传输信道的映射）。CRC 校验结果指示数据是否被正确接收，TD 是一个可选参数，用来指示接收时检测到的定时漂移
PHY-STATUS-IND	事件值	物理层可用该原语来通知 MAC 子层一些特定事件已经发生，如发送就绪、硬件故障等

对等层通信是以协议数据单元（PDU）进行的。MAC PDU 是由一个可选的 MAC 头和一个 MAC 服务数据单元（MAC SDU）组成的，如图 4-20 所示。MAC PDU 的大小并不要求是 8 bit 的整数倍。MAC 头的大小和 MAC SDU 的大小都是可变的。MAC 头的内容和大小都要取决于逻辑信道的类型，在一些情况下还可以不包含 MAC 头。MAC SDU 的大小取决于 RLC-PDU 的大小，而 RLC-PDU 的大小则是在建立过程中指定的。

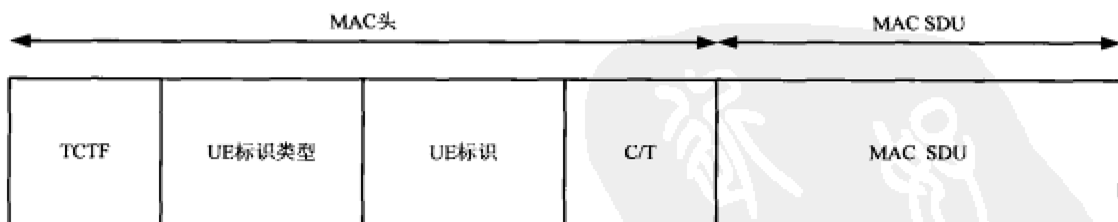


图 4-20 MAC PDU

传输块集（TBS）的定义是：一个 TTI 内传送给物理层的所有 MAC SDU。TBS 由若干个传输块（TB）组成，每个 TB 都包含一个 MAC SDU。MAC 子层把这些传输块按照从 RLC 层接收到的顺序传送给物理层。如果几个逻辑信道复用到同一个传输信道，这几个逻辑信道会有一定的顺序（顺序是由 MAC 协议设置的），一个 TBS 按照顺序依次包含各个传输块。

4. MAC 层提供的服务和主要功能

数据传输功能提供 MAC 对等层实体之间的 MAC 服务数据单元（SDU）的非确认传输。所谓对等层实体是指 UE 和 UTRAN 中执行同样功能的两个对应实体，非确认传输是指虽然传输数据但不保证正确传输到对等层实体。而保证数据正确传输以及数据的分段/重组功能都是由上层（即 RLC 子层）完成的，MAC 子层并不提供这些功能。MAC 子层仅按照配置的参数接收

RLC 层送来的一定大小的数据块，然后按照配置要求送到物理层[13]。

基于 RRC 的请求，MAC 子层可以执行无线资源重分配和 MAC 参数改变的功能，如重配置 MAC 实体、改变 UE 标识、改变传输格式（组合）集、改变传输信道类型等。在 TDD 模式下，MAC 子层还可以自主处理资源分配而不需要高层的信令指示[7]。

在 RRC 子层的控制下，MAC 子层可以向 RRC 子层报告当前的业务流量和质量，以便 RRC 子层根据当前业务流量和质量对资源进行控制。

MAC 子层的主要功能如下。

（1）完成逻辑信道和传输信道之间的映射。MAC 子层负责把逻辑信道映射到适当的传输信道上。

（2）根据瞬时速率，为每个传输信道选择适当的传输格式。在 RRC 子层支配的传输格式组合集中，UE 将根据元素为每一个激活的传输信道选择合适的传输格式，对传输格式的控制保证了传输信道的使用效率。

（3）数据流之间的优先级处理。当在给定的传输格式组合集中选择传输格式组合时，需要考虑映射到相应传输信道上的数据流的优先级。数据流的优先级是由无线承载服务和 RLC 缓冲状态决定的。优先级的处理是通过在传输格式组合（TFCS）中选择一个传输格式组合（TFC）来实现的，即把高优先级的数据按“高比特率”传输格式映射到 L1，而把低优先级的数据按“低比特率”传输格式映射到 L1。另外，对于传输格式的选择还需要考虑来自物理层的传输功率指示。

（4）采用动态调度方法，实现 UE 之间的优先级的处理。为了在突发传输情况下提高频谱资源的使用率，可以使用动态调度功能。MAC 子层实现了在公共和共享传输信道上的优先级处理。注意，对于专用传输信道，等效的动态调度功能隐含在 RRC 子层重配置功能中。

（5）公共传输信道上 UE 的标识。当一个特定的 UE 在公共下行信道被寻呼时，或者当 UE 使用上行信道 RACH 发送数据时，需要使用随路的 UE 标识。UE 标识根据使用范围划分为用于小区范围的 UE 标识——CRNTI（16 bit），以及用于 UTRAN 范围的 UE 标识——URNTI（32 bit）。

（6）把高层 PDU 复用为传送给物理层的公共传输信道上的传输块，把在公共传输信道上接收到的来自物理层的传输块解复用为高层 PDU。MAC 子层应支持公共传输信道上的复用功能，因为物理层不支持这些信道的复用。

（7）MAC 子层也应提供专用传输信道上的复用功能。这个功能是通过把多个专用逻辑信道复用并映射到同一个传输信道来实现的。在这种情况下，复用的标识就包含在 MAC 的协议控制信息中。

（8）业务流量测量。对逻辑信道上的业务流量进行测量，并报告给 RRC 子层，然后 RRC 子层将根据这些测量信息执行传输信道的切换决策。

（9）传输信道类型的切换。根据 RRC 的切换决策，MAC 子层可以完成公共传输信道和专用传输信道之间的切换。

（10）加密。主要为避免数据的非授权获取，只有在透明模式下才由 MAC 子层对数据进行加密，在非确认/确认模式下的加密在 RLC 层进行。

（11）在 RACH 上发送数据时，MAC 子层需进行接入服务等级（ASC）的选择。为了提供不同的 RACH 使用优先级，把 RACH 资源（时隙和信道化码）划分为不同的接入服务等级。UTRAN 可以把多个 ASC 甚至全部 ASC 分配给同一个时隙/签名段。每一个 ASC 都有一套相应的参数，其中部分或全部是通过网络广播得到的。对于一个给定的 MAC PDU 的发送，MAC 子层负责选择适当的参数，并向物理层指示 RACH 的资源划分。

（12）控制 HS-DSCH 的发送和接收，包括支持 HARQ。

（13）控制 E-DCH 的发送和接收，包括支持 HARQ。

（14）HS-DSCH 提供位速率测量。

这里，功能（12）、（13）和（14）是引入更为先进的技术后相应的信道[7]。

5. MAC 子层的特殊功能

除了上述的服务和功能，MAC 子层还有这几个特殊的功能：动态无线承载控制的业务流量测量、RACH 发送控制、UE 侧传输格式组合（TPC）的选择和加密等。

- 动态无线承载控制的业务流量测量

RRC 子层向 MAC 子层发送需要其测量的信息，MAC 子层测量相应的业务流量信息，完成后把结果报告给 RRC 子层。知道了这些结果，RRC 子层就可以执行动态无线承载控制。

- RACH 发送控制

RACH 的物理资源划分不同的接入服务等级（ASC）以提供 RACH 使用不同的优先级。RRC 子层把 ASC 参数集和最大重发次数等 RACH 发送参数发送给 MAC 子层，MAC 子层做出选择并发送。如果发送失败，MAC 子层将放弃 RACH 发送过程，并向高层汇报。

- UE 侧传输格式组合（TFC）的选择

RRC 子层给每个逻辑信道指配一个优先级，这样就可以控制上行链路数据的调度。在 UE 中，TFC 的选择是根据 RRC 指配的逻辑信道的优先级而进行的。UE 尽可能发送具有高优先级的数据。在 TFC 选择被执行的时候，UE 中的 MAC 子层将评估哪些 TFC 将被支持。如果一个 TPC 的评估功率大于 UE 的最大发射功率，那么 TFC 选择算法中不适用该 TFC。这样的选择规则既适用于 DCH 的 TFC 选择，又适用于 RACH 的 TF 选择。

- 加密

当无线承载使用 RLC 透明模式时，MAC-d 执行加密的功能。其中只有 MAC SDU 这部分被加密（MAC SDU 的格式见图 4-20）。加密时使用的算法和相应的密钥由高层配置。

4.2.3 RLC 子层

无线链路控制（RLC）子层在 MAC 层上面，它的作用是为用户和控制数据提供分段和重传业务。每个 RLC 实体由 RRC 来配置，并且根据业务类型分成 3 种模式：透明模式（TM）、非确认模式（UM）和确认模式（AM）。在控制平面，RLC 向上层提供的业务为无线信令承载（SRB），在用户平面，当 PDCP 和 BMC 协议没有被该业务使用时（PDCP 和 BMC 协议被使用时 RB 业务由 PDCP 或 BMC 来承载），RLC 向上层提供无线承载（RB）。

本节介绍 RLC 子层的结构，然后介绍 RLC 的功能和 RLC 向高层提供的服务，最后介绍 RLC 3 种模式的适用范围和选择。

1. RLC 子层的结构

图 4-21 所示是 RLC 子层的总体模型。图中表示了不同的 RLC 对等层实体。对透明模式业务和非确认模式业务有一个发送实体和一个接收实体；对于确认模式业务有一个综合的传送和接收实体。这里需要注意以下几个名词：协议数据单元（PDU，Protocol Data Unit）、服务数据单元（SDU，Service Data Unit）和透明模式数据（AMD，Acknowledged Mode Data）。确认模式实体之间的虚线表示可能在各自的逻辑信道上发送 RLC PDU。例如，控制 PDU 在一个逻辑信道上发送，与此同时数据 PDU 在另一个逻辑信道上发送。

下面分别介绍 RLC 实体的透明模式（TM）、非确认模式（UM）和确认模式（AM）。

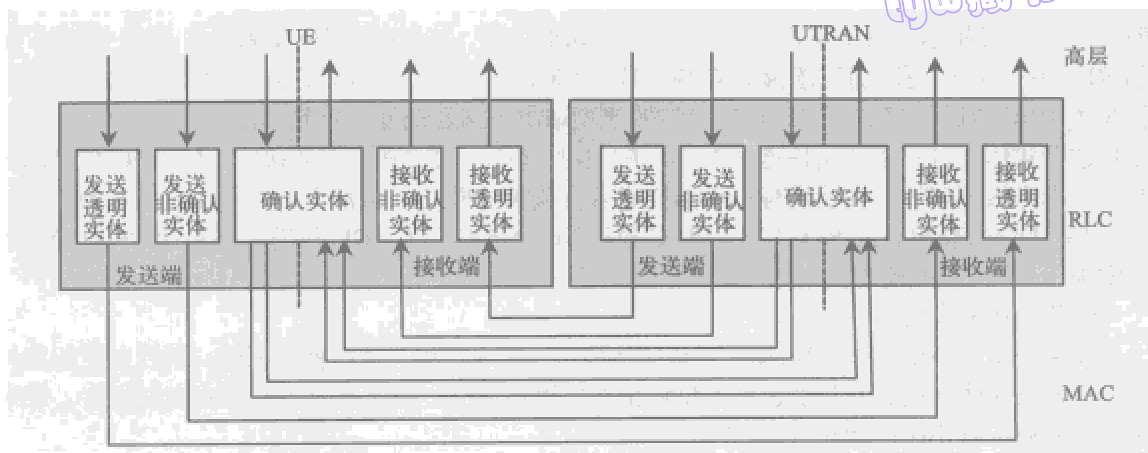


图 4-21　RLC 子层的总体模型

- **透明模式实体**

图 4-22 所示为两个透明模式对等实体模型。发送透明实体通过 TM-SAP 从高层接收 SDU。

UE/UTRAN
无线接口
UTRAN/UE
TM-SAP
TM-SAP
发送透明实体
接收透明实体
分段
重组
发送缓冲区
接收缓冲区
CCCH/DCCH/DTCH/SHCCH – UE
BCCH/PCCH/DCCH/DTCH – UTRAN
CCCH/DCCH/DTCH/SHCCH – UTRAN
BCCH/PCCH/DCCH/DTCH – UE

图 4-22　两个透明模式实体模型

RLC 根据分段指示来决定是否将 SDU 分段。如果分段，将 SDU 划分成适当的 RLC PDU，不加 RLC 头。RLC 可以通过逻辑信道 BCCH、PCCH、SHCCH、SCCH 或 DTCH 中的任何一个将 RLC PDU 传送给 MAC 子层。逻辑信道的类型取决于高层是处于控制平面还是处于用户平面。接收透明实体通过一条逻辑信道从 MAC 子层接收 PDU。接收透明实体接收到的 PDU 如果出现错误，那么根据配置，在错误标记后递交或者直接丢弃并向高层报告。如果分段指示为分段，RLC 将 PDU 重新组合成 RLC SDU。RLC 通过 Tr-SAP 将 RLC SDU 传送给高层。实时语音业务通常采用 RLC 透明模式。

- 非确认模式实体

图 4-23 所示为两个非确认模式对等实体模型。处理过程与透明模式相似，但没有使用重传协议。接收实体对所接收到的错误数据标记为错误后递交，或者直接丢弃并向高层报告。非确认模式的业务有小区广播和 IP 电话。

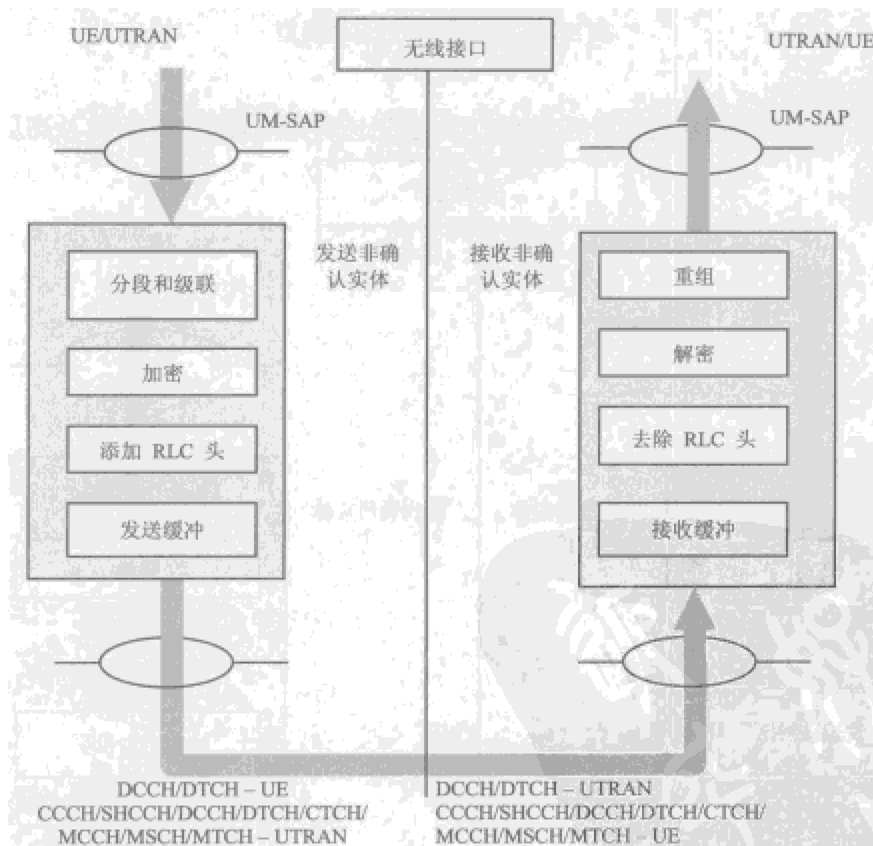


图 4-23　两个非确认模式实体模型

- 确认模式实体

RLC 在使用两个逻辑信道（虚线箭头）和一个逻辑信道（实线箭头）时的确认模式实体模型如图 4-24 所示。如果在上行链路上使用两个逻辑信道，UTRAN 可以指示第一个逻辑信道用于数据 PDU，第二个逻辑信道用于控制 PDU。当使用一个逻辑信道时，数据 PDU 和控制 PDU 长度应该相同。

发送端确认实体从高层接收 SDU。RLC 把 SDU 分段或连接成固定长度的 PDU。PDU 长度

是一个准静态值，这个值是在承载建立时确定的，并且只能通过 RRC 对承载的重新配置而改变。为了实现连接或填充的功能，长度和扩展的信息位将被插入到 SDU 的分段或连接数据的最后一个 PDU 的起始位置。随后将 PDU 放入重传缓冲区和发送缓冲区。



图 4-24 确认模式实体模型

MUX 决定什么时候向 MAC 发送哪一个 PDU。对于 RLC 实体，当 PDU 被提交到 MAC 子层的时候，就认为该 PDU 被发送。递交到 MAC 子层的时候，RLC 将填充 PDU 的头。

在确认模式下，应用加密功能。AMD PDU 除头外均被加密，控制 PDU 不被加密。

当使用捎带机制时，用控制信息取代填充信息，其目的是提高传输效率并使得对等 RLC 实体之间的快速消息交换成为可能。捎带控制信息不在任何重传缓存区中保存，捎带控制信息包含在捎带状态 PDU 中，捎带状态 PDU 依次包含在 AMD PDU 中。为了与 AMD PDU 中的空闲

空间总数相匹配，捎带状态 PDU 是可变大小的重传缓存区，也可从接收侧接收确认，该确认是用来指示 PDU 的重传以及何时从重传缓存区中删除一个 PDU。

接收确认实体通过一条逻辑信道从 MAC 子层接收 PDU。收到数据 PDU 时，分析 PDU 的头信息，在捎带状态信息提取出来后，PDU 被放到接收机缓存器中，一直到收到一个完整的 SDU 为止。如果收到控制 PDU，这些来自对等实体的确认信息将被传送到该实体发送端的重发缓冲区。

确认模式是分组数据传输的标准模式，比如上网和电子邮件下载。

2. RLC 的功能和 RLC 向高层提供的服务

RLC 的主要功能如下。

（1）分段重组。作用是将长度不同的高层 PDU 分段成较小的 RLC PDU，或将较小的 RLC PDU 重组为高层 PDU。

（2）级联。当一个 RLC SDU 的内容不够填充满一个完整的 RLC PDU 时，可以将下一个 RLC SDU 的第一段也放在这个 PDU 中，与前一个 RLC SDU 的最后一段级联在一起。

（3）填充。当 RLC SDU 的内容不能填充满一个完整的 RLC PDU 且无法进行级联时，可以将剩余的空间用填充位来填满。

（4）用户数据传输。

（5）错误纠正。在确认模式下通过重传来纠正错误。

（6）高层 PDU 的顺序发送。RLC 按照高层 PDU 递交下来的顺序进行发送，主要用于确认模式。

（7）重复检查。检查所接收到 RLC PDU，并保证向高层只递交一次。

（8）流量控制。由 RLC 接收端对另一侧 RLC 发送端的发送速率进行控制。

（9）顺序号检查。在非确认模式下，该功能保证 PDU 的完整性。并且在 RLC PDU 被重组为 RLC SDU 时，通过检查 RLC PDU 的顺序号来提供一个检测恶化的 RLC SDU 的方法。

（10）协议错误检测与恢复。检测 RLC 协议的错误并进行恢复。

（11）加密。在非确认/确认模式下，对数据进行加密。

（12）丢弃 SDU。该功能允许 RLC 的发送端释放缓冲区的一个 RLC SDU。

（13）暂停、继续功能。暂停或者继续进行数据传输。它们都属于本地操作，由 RRC 通过控制接口进行控制。

RLC 子层使用其下层 MAC 提供的服务的同时，也要为高层提供以下服务。

（1）透明数据传送服务。提供分段重组、传送用户数据和丢弃 SDU 服务。

（2）非确认数据传输服务。提供分段重组、级联、填充、传送用户数据、加密、序列号检查和丢弃 SDU 等服务。

（3）确认数据传输模式。提供分段重组、级联、填充、传送用户数据、错误检测、高层 PDU 顺序发送、重复检查、流量控制、协议错误检测及恢复、加密和丢弃 SDU 等服务。

3. RLC 3 种模式的适用范围和选择

RLC 子层支持 3 种模式：透明模式、非确认模式和确认模式。选择哪种模式主要取决于无线承载的 QoS[13]。

透明模式和非确认模式主要针对实时业务。因为对于某些实时业务来说，主要的目标是满足要求的最小时延，允许一定的数据损失。为了满足这个要求，RLC 必须支持数据的立即递交。如果在实时业务中采用 RLC 重传，由于无线接口和 Iub 接口存在较长的往返时延，这样会在 RLC 中引起较大的时延，从而严重降低业务的 QoS，同时也增加了额外的缓冲器开销。

确认模式主要针对非实时业务，这与透明模式和非确认模式不同。非实时业务能够容忍一

定程度的时延，但要求很高的传输质量，因此在确认模式中利用 ARQ 重传机制是极其重要的。于是 AM RLC 需要增加一些额外的功能和参数来实现重传，提供非实时业务所要求的 QoS。RLC 重传的代价是增加了时延，但一次重传的时延不超过 150 ms。

总之，这 3 种模式的选择主要是根据业务特性决定的，具体如下。

- 透明模式和非确认模式：对时延敏感，对错误不敏感，没有反馈消息，无需重传，所以常常用于实时业务（如会话业务和流业务）。
- 确认模式：对时延不敏感，对错误敏感，有反馈消息，需要重传，所以常常用于非实时业务（如交互业务和后台业务）。

但是，对于某些业务却有一些特殊要求，比如对时延敏感、要求立即递交、出错时不必重传但却需要反馈报告，以便了解状态信息。为了支持这样的业务是否需要再增加一种新的 RLC 传输模式也正在探讨中。

4.2.4 分组数据汇聚协议子层

分组数据汇聚协议（PDCP）子层仅存在于用户平面，只处理分组业务。对于 UTRAN 的 PDCP 有两个必备的要求[14]。第一个要求是：所有与上层报文传送相关的功能，都应当被 UTRAN 的网络层实体以透明方式执行。另一个要求是：采用多种优化方法提高信道效率。目前使用的方法主要是 IETF 标准化的头部压缩协议 RFC2507 和 RFC3095。

1. PDCP 的结构

每个分组域的无线接入承载（RAB）都关联一个无线承载（RB），同时每个 RB 都关联一个 PDCP 实体。由于 RB 的属性不同，每个 PDCP 实体关联 1 个或 2 个（关联 1 个时，是双方向的，如图 4-25 所示）RLC 实体。每一个 PDCP 实体可以不使用，或者使用一种及多种头部

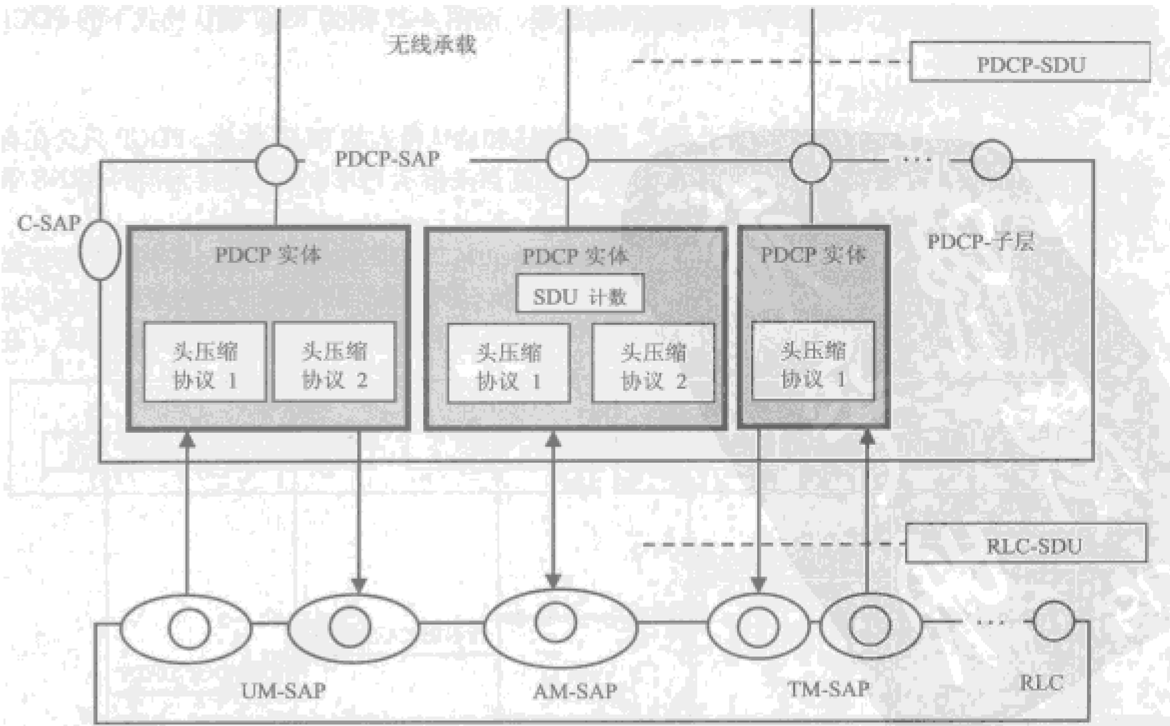


图 4-25 PDCP 的结构

压缩协议。如果为一个 UE 定义了多个 PDCP 实体，每个实体可以相同或不同的头压缩协议。目前支持的头压缩协议只有 2 个：RFC2507 和 RFC3095。高层通过 PDCP 的控制服务点 C-SAP 配置 PDCP。

图 4-25 所示为一种可能的 PDCP 结构（这种结构不是严格限制使用的）[9]，一个 PDCP 实体被映射到 RLC 的 1 个确认模式实体、2 个非确认模式实体或者 2 个透明模式实体。当映射到 RLC 的 2 个非确认模式实体或者 2 个透明模式实体时，每个 RLC 的实体使用不同的方向，如图 4-25 所示。

2. PDCP 的功能

PDCP 的功能包括头压缩、PDCP 数据传输、无损 SRNS 的重定位等。

• 头压缩

头压缩是指分组数据报头的压缩。PDCP 在发送与接收实体中分别执行 IP 数据流的头部压缩与解压缩（如 TCP/IP 和 RTP/UDP/IP 头部）。头部压缩的方法是针对于具体的网络层协议而言的。在 PDCP 上下文被激活时，网络协议类型就被指定。每个 PDCP 实体使用的头部压缩协议及参数由高层配置，并通过 PDCP-C-SAP 来配置 PDCP 实体。在操作期间，对等 PDCP 实体的压缩和解压缩初始化的信令都要在用户平面执行。PDCP 子层被要求能够支持多种头压缩协议，并且有待扩展。

• PDCP 数据传输

发送端的 PDCP 实体收到高层传送过来的 PDCP SDU 后，需要按照配置好的头压缩协议执行头压缩。当无线承载配置为无损 SRNS 重定位时，还需要对 PDCP 的序号进行维护。最后将 PDCP PDU 交到底层处理才能发送。接收端的 PDCP 实体收到来自其底层的 PDCP PDU 时，需要对头按照协议进行解压缩，从而得到 PDCP SDU，并按照顺序提交到高层。图 4-26 为 RLC 非确认模式和透明模式下的 PDCP 的数据传输过程，而图 4-27 则为 RLC 确认模式下的 PDCP 的数据传输过程。

• 无损 SRNS 重定位

无损的 SRNS 重定位仅仅适用于 RLC 顺序传送和确认模式的 RLC 实体。PDCP 只会在有能力支持的时候，才会支持无损 SRNS 重定位。由高层来指示 PDCP 是否支持无损的 SRNS 重定位。

为支持无损 SRNS 重定位，PDCP 实体需要保持 PDCP SDU 有序列号码。在 PDCP 的发送端和接收端，这些序列号码必须同步。当无损重定位执行的时候，UE 和 UTRAN 之间的序列号码也将会随之改变。这些序列号码是用来证实 PDCP SDU 被传送的，而不是接收端的确认。在

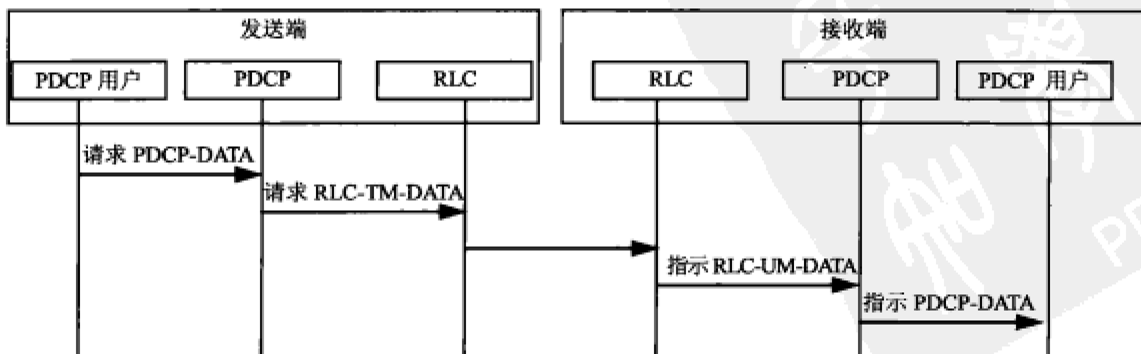


图 4-26　RLC 非确认模式和透明模式下的 PDCP 的数据传输过程

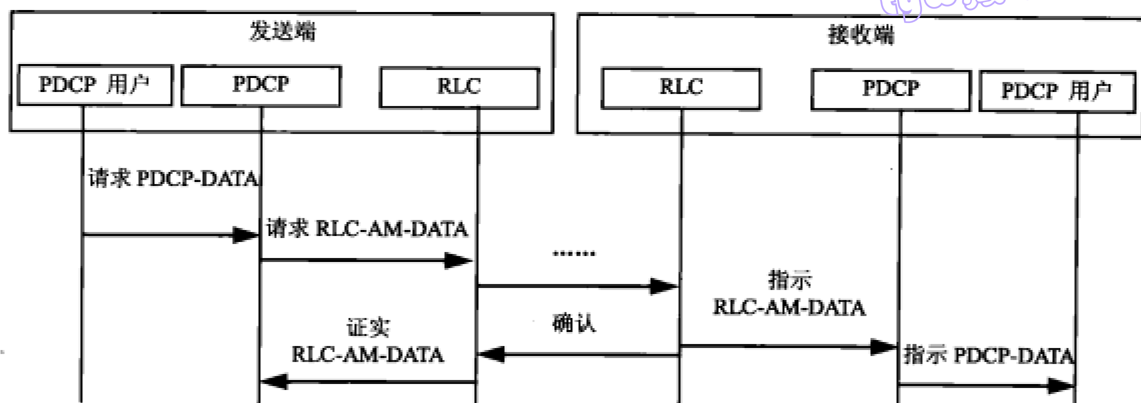


图 4-27 RLC 确认模式下的 PDCP 的数据传输过程

重定位之后，数据的传送以第一个未经证实的 PDCP SDU 开始。

PDCP 子层在无损 SRNS 重定位期间，执行如下操作[13]。

（1）提供未确认 PDCP SDU 和用于转发给目的 RNC 的序列号。

（2）对于每一个无线承载，下一个待收的 PDCP SDU 的顺序号从源 RNC 传送到目的 RNC，源 RNC 将下行 PDCP SDU 传送到目的 RNC。源 RNC 向目的 RNC 提供第一个要发送的 PDCP SDU 的发送顺序号。

（3）目的 SRNC 应当将下一个待收的 UL 接收的 PDCP SDU 顺序号发送给 UE。UE 应当将下一个待收的 DL 接收的 PDCP SDU 顺序号发送给目的 SRNC。这样，成功的 PDCP SDU 传送就被证实了。

对于一个无线承载，在执行 SRNS 重定位期间，所有压缩实体进行复位操作。重定位期间仍然可能进行头部压缩，复位时协商的参数仍然有效。

4.2.5 广播/多播业务的子层

广播/多播控制（BMC）是数据链路层（层 2）的一个子层，它仅仅存在于用户平面。BMC 子层位于 RLC 子层之上，对于除了广播/多播之外的所有业务均是透明的。

1. BMC 子层的结构模型

图 4-28 所示为层 2/BMC 子层在无线接口协议结构中的模型[10]。BMC 实体是单向的。在 UTRAN 端，BMC 子层在每一个小区应该包含一个 BMC 协议实体。每一个 BMC 实体需要一个单独的 CTCH 信道，这个信道是由 MAC 子层通过 RLC 子层提供的，使用 RLC 非确认模式。

在 BMC 子层之上的 RNC 有这样的一种功能，为小区广播消息选择地理区域信息（如果可能，可以执行一个小区列表的评估），这个消息是小区广播中心（CBC）发出来的。一个 BMC 协议实体只负责把从 BMC-SAP 接收到的那些消息广播到指定的小区。BMC 实体是单向的，即在 UTRAN 一侧的实体发送数据，在 UE 一侧接收数据。

一个支持小区广播业务的 UE 可以在空闲模式下接收 BMC 消息，也可以在连接模式的 CELL_PCH 和 URA_PCH RRC 状态下接收 BMC 消息。

2. BMC 子层的功能

BMC 子层在无线接口的用户平面提供广播/多播服务，在非确认模式下发送公共用户的数据。BMC 子层主要完成以下功能。

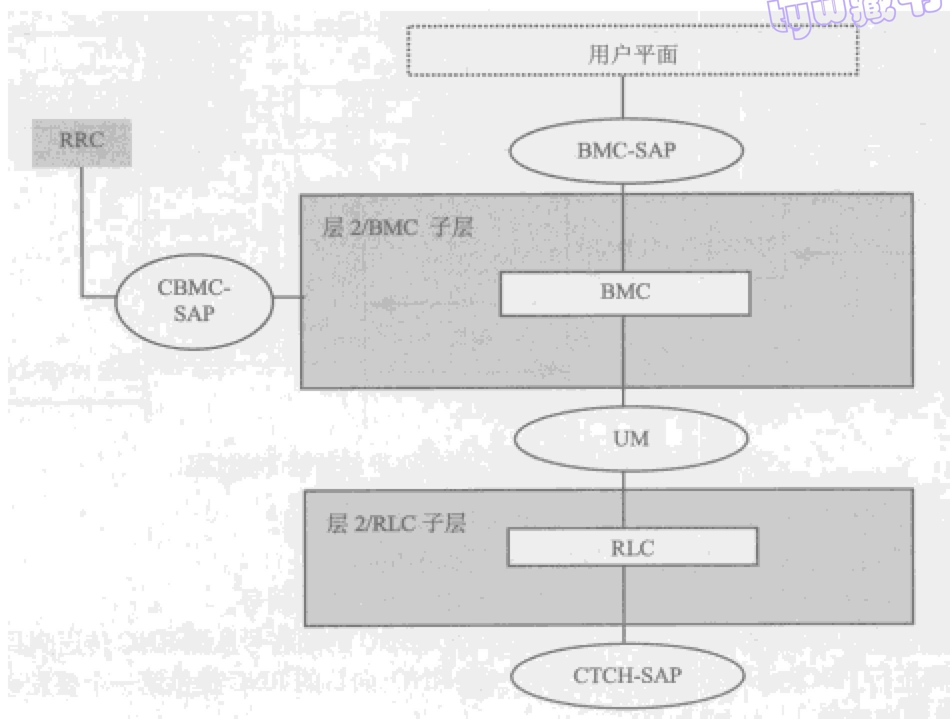


图 4-28 BMC 子层在无线接口协议结构中的模型

(1) 存储小区广播消息。BMC 可以存储 CBC-RNC 接口上接收的小区广播消息，既可以为周期性发送做准备，又有利于发送调度。

(2) 监测业务量和为小区广播服务（CBS）请求无线资源。在 UTRAN 的这一侧，BMC 根据 CBC-RNC 接口上接收的小区广播消息，计算小区广播业务的发送速率，并向 RRC 请求合适的 CTCH/FACH 资源。

(3) BMC 消息的调度。BMC 在 CBC-RNC 接口上接收小区广播消息和调度信息。基于调度信息，UTRAN 这一侧的 BMC 产生调度信息，并调度 BMC 消息序列；在 UE 侧，BMC 对调度消息进行评估并且向 RRC 提交指示调度参数，以便 RRC 完成对底层 CBS 的非连续接收的配置。

(4) 向 UE 发送 BMC 消息。根据调度发送 BMC 消息（包括小区广播消息和调度信息）。

(5) 向高层（NAS）提交小区广播消息。在 UE 的这一侧，BMC 子层负责向高层提交接收到的小区广播消息。

4.2.6 RRC 子层

RRC 子层在网络层中，属于接入层。它的主要功能是完成无线资源控制和管理等。RRC 子层对无线资源进行分配并发送相关信令。UE 和 UTRAN 之间控制信令的主要部分是 RRC 消息。RRC 消息承载了建立、修改和释放数据链路层和物理层协议实体所需的全部参数，同时也携带了 NAS 的一些信令，例如 MM、CM、SM 等。

本节首先介绍 RRC 子层的结构，然后介绍 RRC 子层的功能和向高层提供的服务，最后介绍 RRC 子层的状态。

1. RRC 子层的结构

在 UE 侧 RRC 子层的模型如图 4-29 所示。

在 UTRAN 侧 DS-MAP 系统 RRC 子层的模型如图 4-30 所示。

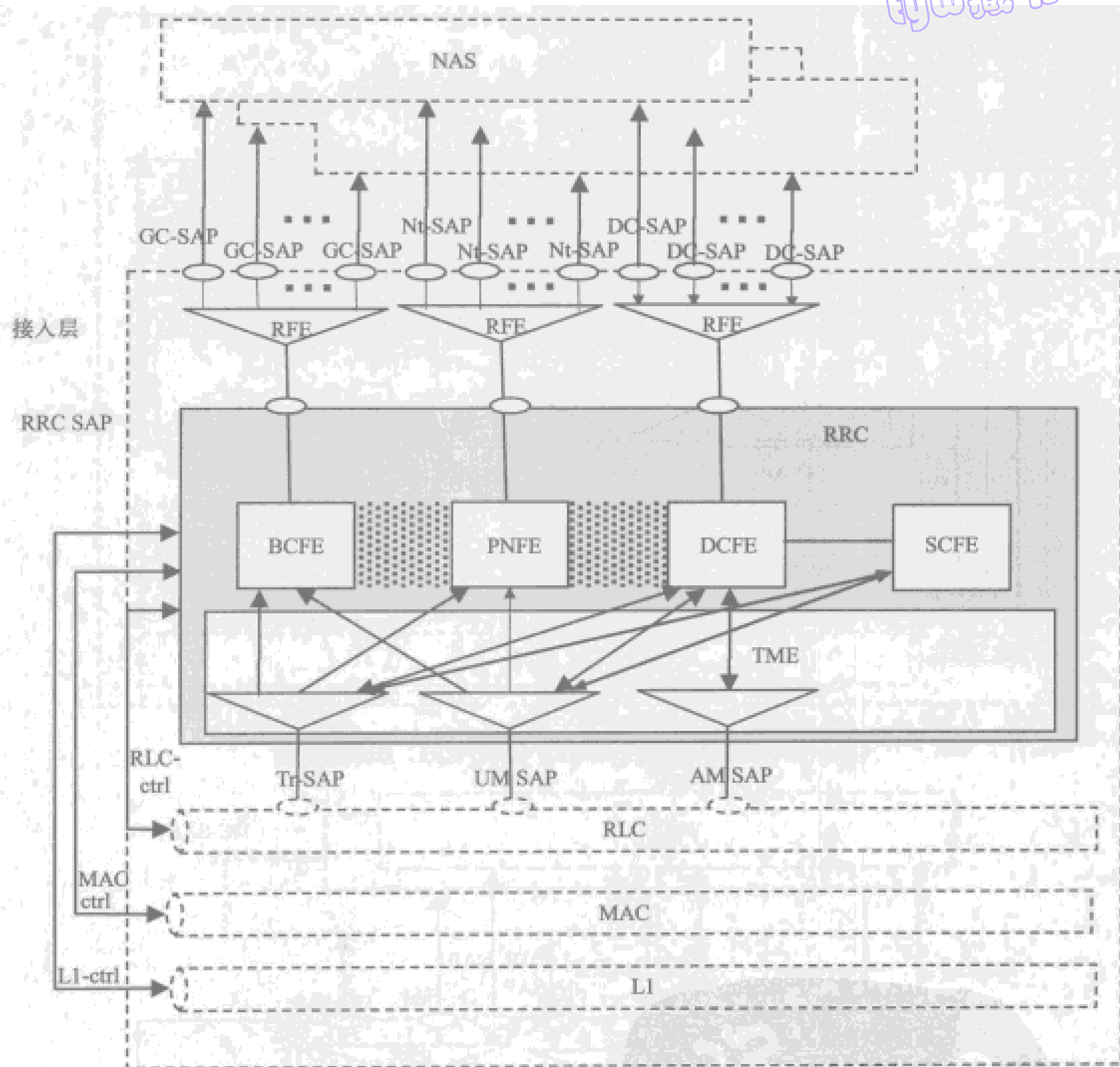


图 4-29 UE 侧 RRC 子层的模型

在 UTRAN 侧 DS-41 系统 RRC 子层的模型如图 4-31 所示。

下面介绍图 4-29~图 4-31 中的 RRC 的结构功能实体。

- 路由功能实体（RFE）

RFE 的功能是控制高层消息的路由选择。通过使用 RFE，可以执行高层消息到不同的移动管理/连接管理实体（UE 侧）或不同的核心网域（UTRAN 侧）的路由选择。

- 广播控制功能实体（BCFE）

BCFE 的功能是处理广播。BCFE 用于发送一般控制接入点（GC-SAP）所需要的 RRC 业务。BCFE 能使用低层透明模式接入点（Tr-SAP）和非确认模式接入点（UM-SAP）提供的服务。

- 寻呼及通告功能实体（PNFE）

PNFE 的功能是：寻呼没有 RRC 连接的 UE。PNFE 用于发送通告接入点（Nt-SAP）所需要的 RRC 业务，并且能使用低层 Tr-SAP 和 UM-SAP 提供的服务。

- 专用控制功能实体（DCFE）

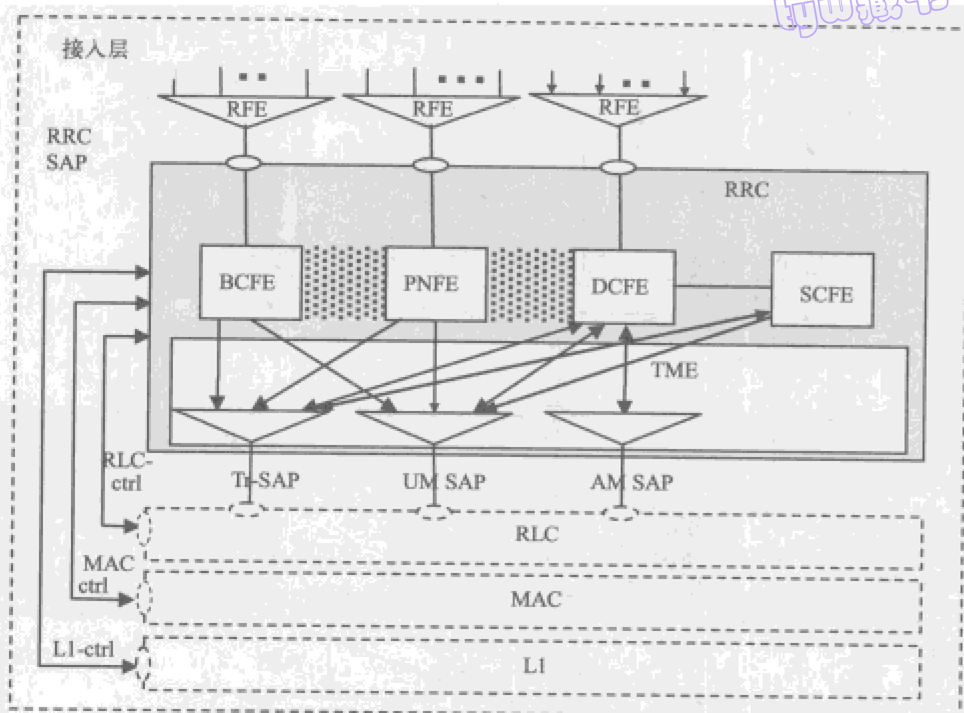


图 4-30 UTRAN 侧 DS-MAP 系统 RRC 子层的模型

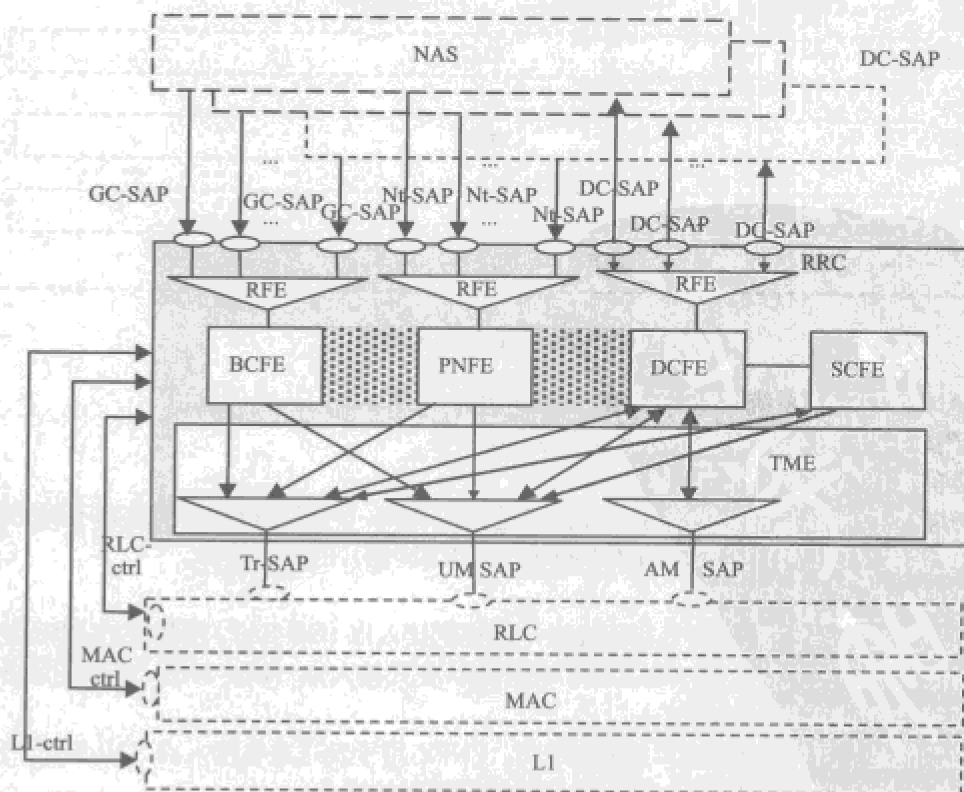


图 4-31 UTRAN 侧 DS-41 系统 RRC 子层的模型

DCFE 用于负责某个特定 UE 的所有功能。DCFE 用于发送专用控制（DC-SAP）所需要的 RRC 业务。DCFE 根据发送的消息和当前 UE 服务状态，可使用低层 Tr-SAP 和 UM/AM-SAP 提供的服务。

- 共享控制功能实体（SCFE）

SCFE 的功能是控制 PDSCH 和 PUSCH 的分配。SCFE 使用低层 Tr-SAP 和 UM-SAP 提供的服务。在 TDD 模式下，SCFE 还可以用于协助专用控制功能实体。

- 传输模式实体（TME）

TME 的功能是处理 RRC 子层内不同实体和 RLC 子层提供的接入点之间的映射。

这 6 个功能实体通过相应的业务接入点（SAP）来使用底层提供的服务。RRC 子层通过透明模式业务接入点（Tr-SAP）、非确认模式接入点（UM-SAP）和确认模式接入点（AM-SAP）与底层进行交互。RRC 子层通过通用控制业务接入点（Gc-SAP）、通告控制业务接入点（Nt-SAP）和专用控制业务接入点（Dc-SAP）向高层提供信令连接，和高层进行交互。

2. RRC 子层的功能和向高层提供的服务

RRC 子层的主要功能如下。

（1）广播由非接入层（核心网）提供的系统信息。

（2）广播与接入层相关的信息。

（3）建立、维持和释放 UE 和 UTRAN 之间的一个 RRC 连接。

（4）建立、重新配置和释放点到点（p-t-p）的无线承载。

（5）建立、重新配置和释放点到多点（p-t-m）的无线承载。

（6）分配、重新配置和释放用于 RRC 连接的无线资源。

（7）提供 RRC 连接移动性管理功能。

（8）控制 QoS 请求。

（9）报告 UE 测量和控制报告模式。

（10）外环功率控制。

（11）加密控制。

（12）慢速动态信道分配。

（13）寻呼。

（14）初始小区选择和重选。

（15）对上行链路 DCH 上无线资源的仲裁。

（16）保护 RRC 消息的完整性。

（17）预先定时。

（18）控制 CBS。

（19）控制 MBMS。

RRC 子层对高层提供如下服务。

（1）总体控制。

（2）通知功能。

（3）专用的控制。

每个 UE 在每个核心网域最多只能同时存在一个信令连接，因此 RRC 子层把一个 UE 信令映射到单一的一个 RRC 连接上。

3. RRC 子层的状态

图 4-32 是 RRC 在连接模式下的状态，它包括了在 UTRAN 连接模式和电路域 GSM 连接模

式之间、以及 UTRAN 连接模式和分组域 GSM/GPRS 分组模式之间的转换，同时也描述了空闲模式和 UTRAN 连接模式的转换。

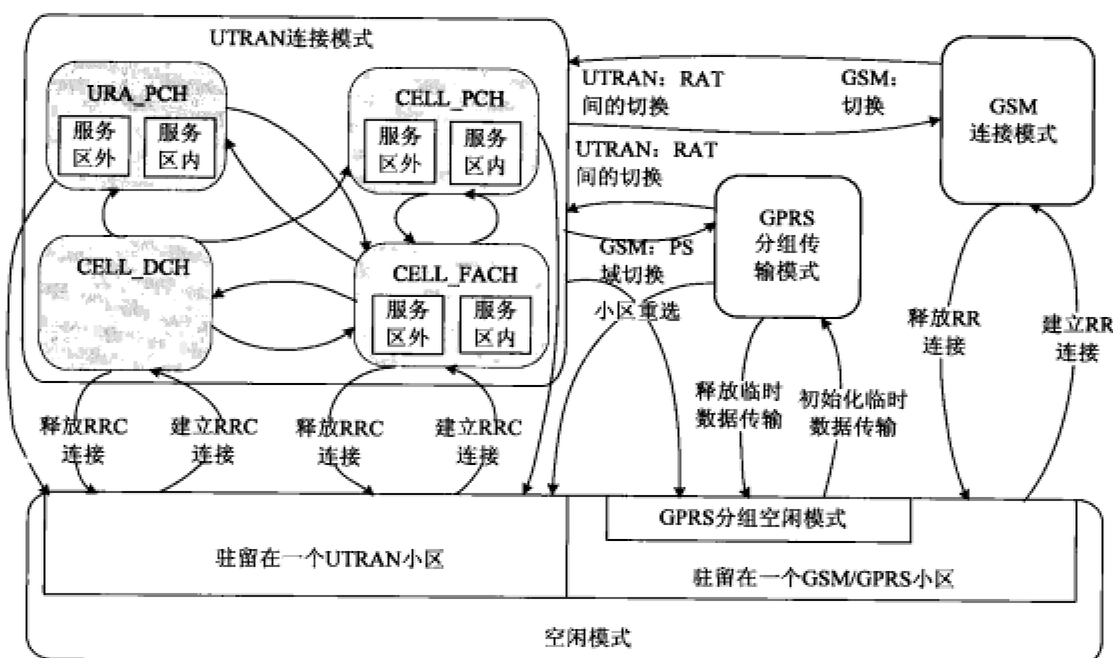


图 4-32 RRC 连接模式的状态转移图

在这里，UE 有两个基本的操作模式：空闲模式和连接模式。连接模式又可以进一步分为 CELL_DCH、CELL_FACH、CELL_PCH 和 URA_PCH 几种状态。这些状态定义了 UE 所使用的物理信道种类、测量和移动性管理任务，以及发生状态转移时的动作。值得注意的是，并非所有状态对全部 UE 连接都适用。对于特定的 UE 连接，可能只涉及部分状态。

当 UE 开机之后，将执行“小区驻留”这个过程，即从选定的 PLMN 中选择一个合适的小区，通过该小区使用网络资源并解调出小区的控制信道。在前面介绍过的物理层中的小区搜索也属于驻留过程的一部分。当 UE 驻留在一个小区之后，就能够接受系统信息和小区广播消息。

UE 会一直处于空闲模式，直到 UE 发起 RRC 连接建立请求。处于空闲模式时，UE 的所有连接在接入层都是关闭的。这时 UE 的识别通过非接入层标识（IMSI、TMSI 和 P-TMSI）来区别。UTRAN 中不为处于空闲模式的 UE 建立上下文，若要寻址一个特定的 UE，只能在一个小区内向所有的（或向监听同一寻呼时段的）UE 发送寻呼信息。当 RRC 连接建立后，UE 进入了 UTRAN 连接模式，此时 UE 会得到一个无线网络临时标识（RNTI），作为公共传输信道上 UE 的标识。UTRAN 连接模式下，RRC 状态反映了 UE 连接等级以及该状态下哪些传输信道可用。

UE 发送一个 RRC 连接请求后，从空闲模式向 UTRAN 连接模式转移。在收到 UTRAN 传来的 RRC 连接确认的消息后，UE 进入 UTRAN 连接模式下的 CELL_DCH 或 CELL_FACH 状态。如果建立失败，UE 返回空闲状态。

UTRAN 的连接模式有 4 种状态：CELL_DCH 状态、CELL_FACH 状态、CELL_PCH 状态和 URA_PCH 状态。这 4 个状态具体的介绍参见第 5 章和第 8 章的相关内容。

参考文献

[1] 3GPP TS 25.301 Radio Interface Protocol Architecture.

[2] 3GPP TS 25.201 Physical layer - general description.

[3] 3GPP TS 25.221 Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD).

[4] 3GPP TS 25.222 Multiplexing and channel coding (TDD).

[5] 3GPP TS 25.223 Spreading and modulation (TDD).

[6] 3GPP TS 25.224 Physical layer procedures (TDD).

[7] 3GPP TS 25.225 Physical layer; Measurements (TDD).

[8] 3GPP TS 25.321 "MAC protocol specification".

[9] 3GPP TS 25.322 Radio Link Control (RLC) protocol specification.

[10] 3GPP TS 25.323 Packet Data Convergence Protocol (PDCP) specification.

[11] 3GPP TS 25.324 Broadcast/ Multicast Control (BMC).

[12] 3GPP TS 25.331 Radio Resource Control (RRC) protocol specification.

[13] 彭木根，王文博等. TD-SCDMA 移动通信系统. 北京：机械工业出版社，2005 年.

[14] 李世鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准. 北京：人民邮电出版社，2003 年.

[15] 李小文等. TD-SCDMA 第三代移动通信系统、信令及实现. 北京：人民邮电出版社，2003 年.



第5章　TD-SCDMA信令流程

对于 UE 来说，一个完整的通信主要是开机、待机、通话或数据传输、关机等几个阶段，每一个阶段都有信令参与，属于信令流程。本章将围绕这一流程从 UE 的状态入手详细介绍整个通信过程的信令和通信事件。首先介绍 UE 开机后如何驻留到小区从而进入待机状态，然后描述移动终端和接入网之间无线资源的分配，并根据通信业务的不同将核心网分为分组域和电路域进行描述，最后探讨 UE 在不同小区的切换流程。

5.1　UE 的状态及寻呼流程

5.1.1　UE 的状态

UE 有两个基本的操作模式：空闲模式和连接模式。连接模式又可以进一步分为 CELL_DCH、CELL_FACH、CELL_PCH 和 URA_PCH 4 种状态。这些状态定义了 UE 使用的物理信道种类、测量和移动性管理任务以及发生状态转移时的动作。

图 5-1 给出了 UE 的状态，UE 开机后停留在空闲模式下，空闲状态是 UE 开机后还没有连接到网络时所处的状态，通过非接入层（NAS）标识（如 IMSI、P-TMSI、TMSI 等）来区分。UTRAN 不保留空闲模式下的 UE 信息，仅能够寻呼 LAC 区中的所有 UE 或同一寻呼时刻的所有 UE。当 UE 完成 RRC 连接建立后，会从空闲模式转移到连接模式，CELL-FACH 或 CELL-DCH，而 RRC 连接释放后 UE 状态又会从连接模式转移到空闲模式。

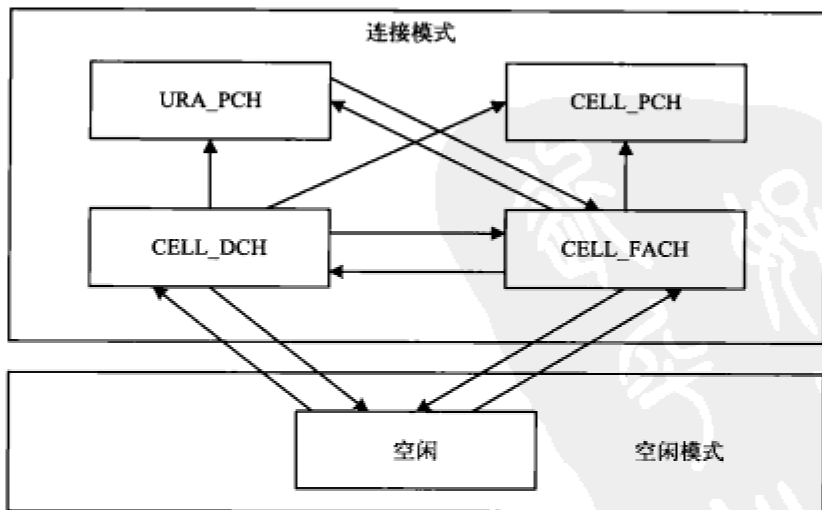


图 5-1　UE 状态跃迁示意图

下面详细介绍这 4 种状态的特征及其相互之间的迁移。

1. CELL_DCH

CELL_DCH状态的基本特征是UE被分配了专用的物理信道。在该状态下，除了上下行专用物理信道DPCH外，UE还可能被分配物理上下行共享信道PUSCH或PDSCH，以及这些传输信道的组合。UTRAN根据当前的激活信道集知道该UE已经处在小区识别等级上。

CELL_DCH状态从空闲模式下建立RRC连接进入，或从CELL_FACH状态下建立专用资源进入。处于CELL_DCH状态下的UE可以通过释放RRC连接转入空闲模式，或释放专用物理信道而进入其他几种状态。

在CELL_DCH状态下，UE可以进行如下操作：进行测量，并根据从RNC接收到的测量控制信息发送测量报告；选择与设置RB复用选项，用于该状态下的传输信道，基于DCCH上的RRC信息操作，根据BCCH上的RRC信息进行操作。

2. CELL_FACH

CELL_FACH状态的基本特征是：UE与UTRAN之间不存在专用物理信道连接，UE在下行方向将连续监视FACH传输信道，而在上行方向可以使用公共或共享传输信道（如RACH），UE在任何时候都可以在相关传输信道上发起接入过程。

在选择了一个新的小区后，UE将把当前的位置信息通过小区更新过程报告给UTRAN。UTRAN也可以在FACH上直接给UE发送数据，而不必先发起寻呼。UTRAN将把系统信息的变化通过相应的调度信息在FACH上及时地广播给UE，以便UE重新读取相应的系统信息。

在 CELL_FACH 状态下，UE 根据小区选择的规则进行小区重选，并通过小区更新的消息来告知 UE 目前的位置。如果 UE 选择了一个属于其他系统的小区，UE 将进入空闲模式，然后根据相应的规范要求接入另外的系统。

处于 CELL_FACH 状态下的 UE 还可以通过释放 RRC 连接转入空闲模式，或根据网络的要求进入 CELL_PCH 或 URA_PCH 状态；如果分配了专用物理信道，UE 则转入 CELL_DCH 状态。

3. CELL_PCH

CELL_PCH状态的基本特征是：UE与UTRAN之间不存在专用物理信道连接，而且UE也不可以使用任何上行物理信道。在该状态下，UE为节省功耗，可以使用非连续接收（DRX）方式去监听PICH所指示的PCH信道。UTRAN根据UE上次在CELL_FACH状态下执行的最后一次小区更新过程，知道UE当前所处的小区。

如果UE需要发送上行数据（响应寻呼或者发起呼叫），必须先从CELL_PCH状态转移到CELL_FACH状态。在该状态下，RRC子层通过小区重选过程执行连接移动性管理。

UE能够监听BCH上的广播消息。支持小区广播业务（CBS）的UE，在此状态下也可以接收BMC消息。

UTRAN通过UE最后一次上报的小区更新消息确定其位置。在此状态下，小区重选动作必须要迁移到CELL_FACH状态。在此期间没有引发其他动作，过程结束之后，UE将重新迁回CELL_PCH状态。该状态下的UE不能接收到专用的测量消息，所有的测量动作都是根据接收的系统消息来执行的。

在UE的活动性很低的情况下，UTRAN可以命令UE迁移到URA_PCH状态，以减少不必要的小区更新过程。此动作的执行要经过CELL_FACH状态。网络可以通过设定一个定时器或计数器记录小区更新的次数，当此数值超过一定阈值的时候就触发上述动作。

4. URA_PCH

URA_PCH和CELL_PCH具有非常类似的状态特征，如信道特征、系统消息的读取和测量动作等。这里只介绍二者的区别。

UTRAN通过UE最后一次上报的小区更新消息确定其位置。在此状态下，UE也可以进行小区重选，重选之后不执行小区更新，而是从BCH中读取UTRAN注册区标识（URA），仅当URA发生变更的时候，UE才将其位置信息重新通知SRNC。此过程是通过URA更新完成的。

同CELL_PCH一样，此动作也必须要迁移到CELL_FACH状态。如果在此期间没有引发其

他动作，过程结束之后，UE将重新迁回URA_PCH状态。

URA由一个或多个小区组成，多个URA在地理上可以重复覆盖，这种重叠区域的设置在一定程度上避免了网络乒乓效应。一个小区可以属于多个URA，只有当UE在小区URA中没有找到匹配的标识时才会启动URA更新过程。

5.1.2 寻呼流程

与固定通信不同，移动通信中的通信 UE 位置是不固定的。为了建立一次呼叫，CN 通过 Iu 接口向 UTRAN 发送寻呼信息，UTRAN 通过 Uu 接口上的寻呼过程发送给 UE，使被寻呼的 UE 发起与 CN 的信令连接建立过程。

当 UTRAN 收到某个 CN 域（CS 域或 PS 域）的寻呼消息时，首先判断 UE 是否与另一个 CN 域建立了信令连接，如果没有建立信令连接，那么 UTRAN 只能知道 UE 当前所在的服务区，并通过寻呼控制信道将寻呼消息发送给 UE，这就是类型 1 寻呼消息。如果已经建立信令连接，在 CELL-DCH 或 CELL-FACH 状态下，UTRAN 就可以知道 UE 当前活动位于哪种信道上并通过专用控制信道将寻呼消息发送给 UE，这就是类型 2 寻呼消息。

1. 寻呼空闲模式或 PCH 状态下的 UE

该过程用于在寻呼控制信道（PCCH）上给选定的处于空闲模式、CELL_PCH 或 URA_PCH 状态下的 UE 传输寻呼信息（如图 5-2 所示），其作用有如下三点。

（1）能够建立一个信令连接。

（2）UTRAN 能在 CELL_PCH 或 URA_PCH 状态下启动对一个 UE 的寻呼，触发小区更新过程。

（3）UTRAN 能在空闲模式、CELL_PCH 或 URA_PCH 状态下启动类型 1 寻呼，触发 UE 读取更新的系统信息。

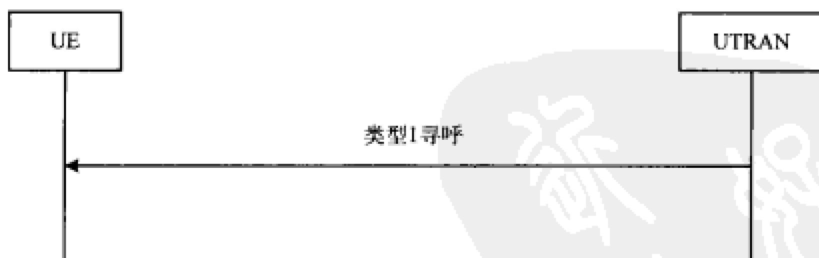


图 5-2 寻呼空闲模式和 PCH 状态下的 UE

UTRAN 通过在 PCCH 上适当的寻呼时段广播类型 1 寻呼消息启动寻呼过程。UTRAN 可能在几个寻呼时段向 UE 重复发送一个类型 1 寻呼消息，以提高寻呼可靠接收的几率。UTRAN 通过在给每个 UE 的类型 1 寻呼消息中包含一个消息元素“寻呼记录”，能够在同一寻呼时段寻呼几个 UE。

2. 寻呼处于 CELL_DCH 或 CELL_FACH 状态下的 UE

该过程用于寻呼处于连接模式 CELL_DCH 或 CELL_FACH 状态的某个 UE（如图 5-3 所示）。UTRAN 在 DCCH 信道上发送类型 2 寻呼消息。这个过程也称为专用寻呼过程。UE 接收并读取类型 2 寻呼之后，把寻呼原因及寻呼种类标识上报给本侧非接入层，寻呼过程结束。



图 5-3 寻呼处于 CELL_DCH 或 CELL_FACH 状态下的 UE

5.2 空闲模式下的 UE

5.2.1 概述

UE开机后处在漫游中，它的首要任务就是找到网络并和网络取得联系，以获得网络的服务。因此空闲模式下UE的行为对于UE是至关重要的。

当 UE 开机后，UE 会从 NAS 提供的一个 PLMN 网络的列表中选择合适的 PLMN，这个过程称为 PLMN 选择；UE 在选定的 PLMN 网络中选择一个合适的小区，读取该小区控制信道上的系统信息，并驻留在该小区，小区选择完后 UE 将进行位置登记。另外 UE 还将周期性地搜索其他 PLMN 网络中更适合自己的小区，该过程称为 PLMN 的重选。若搜索到更合适的小区，UE 将重新选择小区，该过程称为小区重选，若新小区和原小区属于不同的位置区，就需要进行位置更新。

如果 UE 无法找到合适的小区进行正常驻留，原因可能是没有插入 USIM 卡、USIM 卡不能被识别，或者是位置登记失败等，此时 UE 将尽可能驻留到某个小区，而不考虑该小区的 PLMN 标识、属于的位置区域，这种驻留模式称为任意小区驻留。驻留成功后，UE 就进入限制性服务状态，在该状态，只能获取进行紧急呼叫的服务。假定在北京和上海之间没有开通漫游而且没有任何联系，如果北京的中国移动用户到了上海，就不能进行位置登记，此时手机显示没有信号，进入限制性服务状态，因此就不能进行正常的通话，但是可以拨打紧急电话。

根据以上介绍，UE在空闲模式下的行为可以分为PLMN选择/重选、小区的选择/重选和位置更新3种。这3个过程之间关系如图5-4所示。

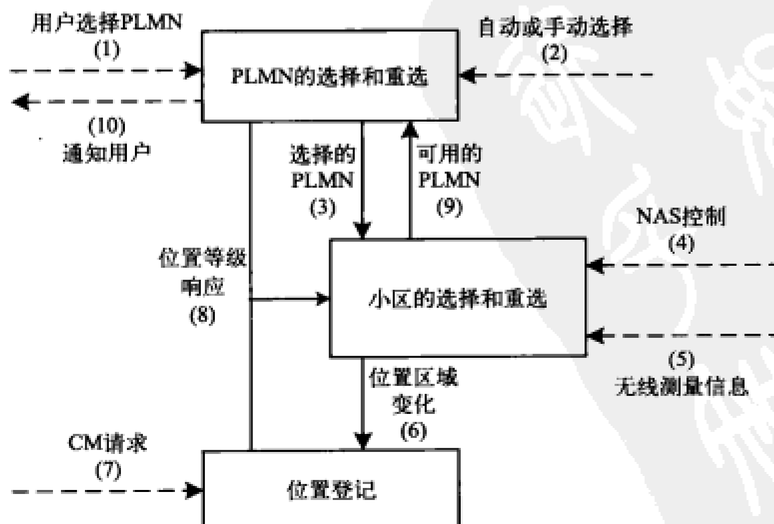


图 5-4 UE 在空闲模式下的行为

UE 首先要根据 NAS 提供的 PLMN 列表手动或自动选择 PLMN（1）（2）。在选定 PLMN 后，UE 要选择合适的小区进行驻留，进入到小区的选择和重选（3）。这个过程需要根据 NAS 的控制信息（4）以及无线网络的测量信息（5）完成。例如，NAS 的控制指令驻留到提供数据业务的小区，那么不提供数据业务的小区就不能被选做合适小区。在合适小区被选择后，UE 会通过读取控制信道信息判断位置是否发生了变化，CM 会请求 UE 进行位置更新（6）（7）。例如，UE 在移动过程中移动出一个位置区的有效范围而进入了另一个位置区，此时需要进行位置登记。位置登记的结果要通告给 PLMN 的选择和重选过程以及小区的选择和重选过程，若位置登记失败，就需要继续执行这两个过程（8）。小区的选择和重选的过程以无线测量信息作为判断准则，当搜索到符合条件的小区时，就会执行 PLMN 的选择和重选过程（9）。PLMN 的选择和重选过程会确定该小区所属于的 PLMN 网络是否合适，若合适则将结果告诉 NAS 层，以更新 PLMN 的列表。

5.2.2 PLMN 的选择和重选

PLMN选择和重选的目的是选择一个可用的（能够提供正常业务的）、最好的PLMN。在UE中，接入层应该自动或者在接收到非接入层的请求后向非接入层报告可用的PLMN网络，在非接入层维护一个PLMN网络的优先级列表，然后通过PLMN选择和重选过程从高优先级开始向下依次搜索选择PLMN列表，这些列表将PLMN按照优先级排列，然后从高优先级向下搜索，找到的自然是最高级的可用的PLMN。PLMN选择和重选的模式有两种：自动和手动。自动选择/重选就是UE按照PLMN的优先级顺序自动选择/重选一个PLMN，手动选择/重选就是将当前的所有可用网络呈现给用户，由用户选择一个PLMN。一般情况下都采用自动模式进行PLMN选择。

PLMN 列表中的 PLMN 网络从类型上可以分为 RPLMN、HPLMN 和 VPLMN3 种：RPLMN 是上次成功注册的 PLMN；HPLMN 是归属的 PLMN；VPLMN 是访问的 PLMN 网络。通常情况下，UE 在关机时会储存上次成功访问的 PLMN 网络信息（即 RPLMN），在下次访问时，UE 会优先进行选择，效率比较高。如果 RPLMN 访问失败，就转向搜索 HPLMN 和 VPLMN，这两种网络中 HPLMN 的优先级又高于 VPLMN，例如，对于动感地带用户，HPLMN 是中国移动网络，VPLMN 是中国联通网络，进行 PLMN 网络搜索时必然先寻找中国移动的网络，失败后才搜索中国联通的网络。

对于选定的 PLMN 网络，为了确定其是否合适，还需要遍历 PLMN 支持的所有 RAT 技术（无线接入技术）。由于 UMTS 是从 GSM 演进过来的，而两者的接入技术又截然不同（分别是 GERAN 和 UTRAN），因此每一个 PLMN 需要指明优先选用的 RAT，RAT 的优先级在接入技术的数据域中指出。如果没有指出，一般而言优先选用 GERAN。即使是采用了相同的接入技术，由于载频的不同也需要进行区分。比如 GERAN 技术支持 GSM900 与 GSM1800，当采用 GSM900 技术不能实现接入时， UE 会继续尝试 GSM1800。在 USIM 卡中对于每个 PLMN 通常会有 HPLMN Selector with Access Technology、User Controlled PLMN Selector with Access Technology 和 Operator Controlled PLMN Selector with Access Technology3 个字段限定所采用的接入技术以及接入技术的优先级别。

在搜索PLMN网络的同时，UE也在扫描UTRA带宽内的所有射频信道，寻找最强小区。获得最强小区后，UE将读取系统信息，确定该小区属于哪个PLMN，并把该PLMN作为可用的PLMN通告给NAS。对于可用的PLMN网络，其P-CCPCH信道的RSCP值级要大于阈值（例如一般为－85dBm）。如果搜索到的PLMN并不满足要求的RSCP值，就将该PLMN和RSCP的值通告给NAS，NAS将停止该PLMN的搜索。为了加快这一过程，也可以预先存储PLMN的相关信息，如扰码信息。PLMN的选择和重选过程首先根据已经存储的RPLMN的信息快速实现RPLMN的

选择，若RPLMN不可用（比如用户离开了RPLMN的覆盖区域），就根据自动和手动两种操作方式进行不同的PLMN选择过程。

1. 自动选网模式

UE 将按照以下顺序选择并注册 PLMN。

（1）HPLMN（如果存在并且原先没有被选择）。

（2）在 USIM 卡数据域 User Controlled PLMN Selector with Access Technology 中的每个 PLMN（按照优先级顺序）。

（3）在 USIM 卡数据域 Operator Controlled PLMN Selector with Access Technology 中的每个 PLMN（按照优先级顺序）。

（4）根据 P-CCPCH 信道的 RSCP 值大于－85dBm 形成的 PLMN 列表（顺序随机）。

（5）按照接收信号强度递减排序的其他所有 PLMN。

按照上述方式选择 PLMN 并且位置登记成功后，UE 将把它设置为下次开机的 RPLMN，反之 UE 将不能驻留到该小区中，而且得不到网络的正常服务。如果存在一个或多个允许的 PLMN，UE 的位置会被判定为禁止位置，在小区的选择和重选过程中可以实现任意小区的驻留，获得网络的限制性服务。

2. 手动选网模式

UE 会指明任何可用的 PLMN，包括禁止 PLMN 列表中的 PLMN 以及仅仅提供 UE 不支持的服务的 PLMN。这些 PLMN 按照以下顺序进行排列，供用户选择。

（1）HPLMN。

（2）在 USIM 卡数据域 User Controlled PLMN Selector with Access Technology 中的每个 PLMN（按照优先级顺序）。

（3）在 USIM 卡数据域 Operator Controlled PLMN Selector with Access Technology 中的每个 PLMN（按照优先级顺序）。

（4）根据 P-CCPCH 信道的 RSCP 值大于－85dBm 形成的 PLMN 列表（顺序随机）。

（5）按照接收信号强度递减排序的其他所有 PLMN。

用户选定了 PLMN 后，UE 将尝试接入到该 PLMN，在接入成功后，作为 RPLMN 进行保存。若用户没有选定任何 PLMN， RPLMN 仍然是进入手动选网前的那个 RPLMN。

PLMN 选定之后，就进行小区选择和重选的过程。

5.2.3 小区选择和重选

当PLMN选定之后，就要进行小区选择，目的是选择这个PLMN中信号最好的小区。首先，如果UE存有这个PLMN的一些相关信息，比如频率，扰码等，UE就会首先使用这些信息进行小区重搜。这样就可以较快地找到网络，因为大多数情况下，UE都是在同一个时间关机和开机，比如晚上关机、早晨开机等。这些信息保存在USIM卡中。

RRC收到NAS的小区选择请求之后，获取USIM卡中的网络参数文件。如果该文件中存有小区信息，RRC启动存储信息的小区选择过程；如果该文件未包含小区信息或者UE中无USIM卡，RRC将启动正常小区选择过程。

1. 正常小区选择过程

在正常小区选择过程中，UE 不需要任何 UTRAN 载波的信息，而是根据自身的能力扫描所有的 RF 信道，以便找到一个合适的小区。在每个载频上，UE 只需要搜索信号最强的小区，一旦找到合适的小区，小区选择过程也就终止了。

在正常小区选择过程中，RRC 要求物理层搜索所有的小区，物理层搜索最强的小区并读取该小区的系统信息，RRC 根据该小区的 P-CCPCH RSCP 和系统信息内容来评估该小区是否是合适的小区。如果该小区不是合适小区，RRC 要求物理层搜索信号次强小区，以此类推，直到找到合适的小区。

2. 存储信息的小区选择过程

在存储信息的小区选择过程中，UE 存有需要搜索的小区信息列表，包括频率和扰码信息。首先 UE 将测量存储列表中每个小区 P-CCPCH 的 RSCP 值，然后按测得的 RSCP 大小降序进行搜索，第一个被发现的合适小区将被驻留。如果该小区不是合适小区，就搜索小区列表中的下一个小区，以此类推。如果列表中的所有小区都不是合适小区，那么启动正常小区选择过程。

在存储信息的小区选择过程中，RRC 要求物理层搜索指定小区列表中的小区，若搜索到该小区则读取系统信息，RRC 根据该小区 P-CCPCH 的 RSCP 和系统信息内容来评估该小区是否是合适的小区。

当 UE 已驻留在一个 PLMN 的小区时，若外部无线环境发生了变化，UE 可能需要选择一个新的小区，这就是小区重选。以下事件将触发小区重选：

（1）路径损耗标准参数表明小区的路径损耗已变得太高；

（2）下行链路信令失败；

（3）驻留的小区被阻；

（4）在相同的位置区中存在一个更好的小区或者在不同的位置区中存在一个更好的小区；

（5）在随机接入过程中，达到最大的 RACH 重传次数后，随机接入仍不成功。

在小区选择/重选过程中，一旦找到适合的小区，UE 就会对所有的系统信息解码。小区驻留后，UE 将立即开始监视该小区中与 UE 寻呼分组对应的寻呼子信道。

5.2.4　位置登记

UE 在选择好小区后，就要进行位置登记，以便驻留到该小区中。若登记失败，UE 需要通过小区的选择和重选寻找该 PLMN 的其他适合小区。如果这一过程也失败了，UE 就要退回到 PLMN 的选择和重选过程了。通常进行位置登记时会遇到以下 3 种情况。

（1）USIM 卡中存储的位置区标识与 UE 所驻留小区的位置区标识一致，SIM 卡中存储的更新状态为“更新”，此时不需要进行位置登记，UE 就可以获得正常服务。

（2）UE 中没有插入 USIM 卡，此时 UE 不能进行位置登记。根据小区选择和重选过程，UE 进入任意小区的驻留状态。

（3）UE 进入一个新的位置区后，从广播信道信息中得到的位置标识（LAI）与 UE 存储的 LAI 不同，UE 当前的状态为“未更新”，周期性位置更新的定时器超时等，此时需要进行位置登记。UE 向网络端发出位置登记请求消息，网络端接收到后将通告 UE 位置登记是否操作成功。

在 3GPP 标准 R4 引入了数据业务后，如 GPRS 业务，UE 的位置区被划分为一个或多个路由区，不同的路由区用 RAI（路由区标识）进行标识。这样，UE 可以进行绑定的位置/路由更新，达到位置登记和更新的目的。

5.3　无线资源管理流程

5.3.1　业务连接建立流程

当 UE 搜索到小区并且读取到小区的系统消息后，知道了系统的参数配置情况，也就具备

了接入网络的条件。

呼叫建立包括 UE 主叫和 UE 被叫两种类型。两者的区别在于，在呼叫建立之前，系统是否需要通过寻呼流程在指定区域寻呼 UE。

无论是 UE 主叫还是 UE 被叫，业务连接建立流程包含以下过程：系统广播流程，RRC 连接建立流程，NAS 信令建立流程，RAB 建立流程。

1. 系统广播流程

系统消息在 BCCH 信道上周期性广播，实时地告知 UE 网络的具体情况。系统消息的内容包括接入网和核心网的公共消息。核心网的消息包括运营商消息、鉴权等，接入网消息包括位置等级区、小区、公共信道、小区选择/重选消息等。这些消息便于 UE 了解小区的配置情况，确定 UE 是否可以驻留以及是否可以发起正常呼叫。BCCH 可以映射到 BCH 和 FACH 信道。绝大部分系统信息在 BCH 上发送，当系统消息发生变更时，网络通过 FACH 通知 UE。

- 系统消息结构

空中广播的系统消息结构只有 MIB（主信息块）、SB（调度块）、SIB（系统信息块）3 种。这 3 种系统信息块采用树形结构组织，如图 5-5 所示。

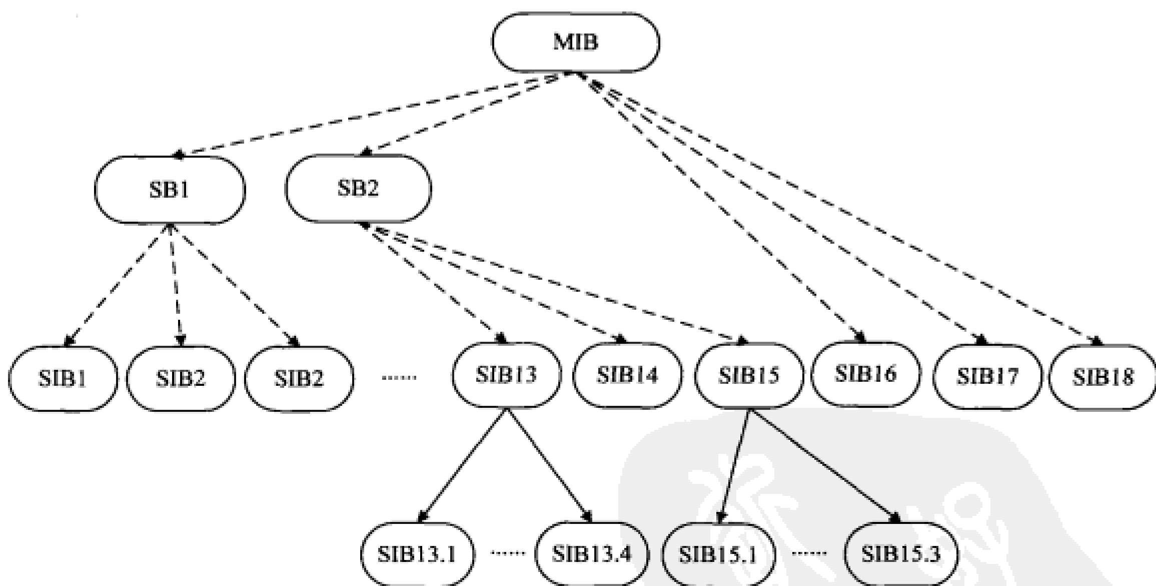


图 5-5 系统信息块结构

MIB：主信息块，用于承载一定数目 SIB 或 SB 的调度信息，也可能含有小区支持的 PLMN 类型和 PLMN ID 信息。MIB 在 BCH 上周期性地广播。由于 BCH 映射在 P-PCCPCH 物理信道上固定不变，所以 UE 在不知道网络任何信息的情况下，也能解读到 MIB 的内容。

SB：调度信息块，用于承载其他 SIB 调度信息。UE 根据 SB 块中的调度消息，可以计算出需要解读 SIB 块的具体帧号，网络常常采用 SB 调度 SIB 来解决资源紧张问题。

SIB：包含具体系统消息的块，总共有 18 种类型。SIB 的调度信息通过 MIB 或 SB 承载。在实际应用中，一条系统消息常常分成几段传输，UE 的 RRC 需要将各段组装起来成为一条完整的 SIB 块才能解析。

系统信息可以在小区和 PLMN 范围内广播。若范围是小区，UE 只认为系统信息块在所读小区是正确的，若为该小区预先存储了系统信息块，UE 应检查所进入小区的系统信息块标记是

否与存储的相同；若范围是 PLMN，UE 应在选择新的小区时检查该系统信息块的标记。若新的小区中系统信息块的标记与 UE 所存储的系统信息块标记不同，UE 应重读该系统信息块。

• 系统信息广播

无论 UE 是否解读系统信息，网络都将周期性地广播系统消息。该消息中包含调度信息、作用范围及系统信息内容等。系统信息广播如图 5-6 所示。



图 5-6　系统信息广播

• 系统信息更新

网络广播系统信息的具体内容由 RNC 和 CN 控制，每次系统信息的更新都是由 RNC 或是 CN 通知 Node B，Node B 只负责将来自 RNC 或 CN 的系统信息在 BCH 上广播出去。

系统信息更新流程如图 5-7 所示。

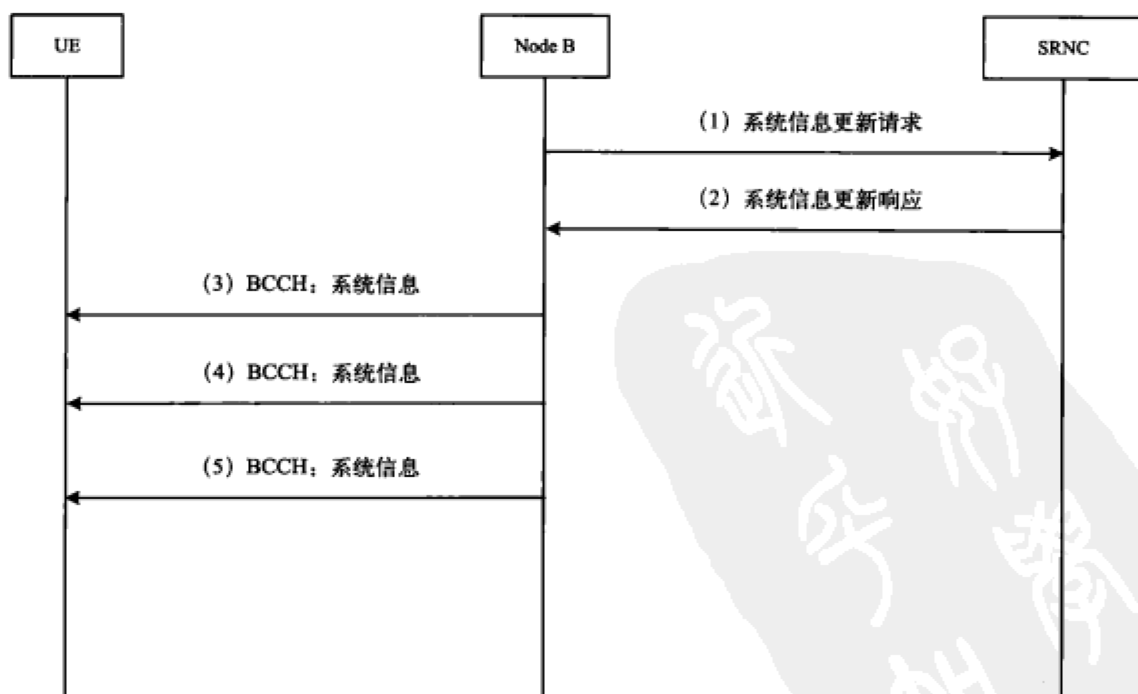


图 5-7　系统信息更新流程

(1) RNC 发送 NBAP 请求信息到相关的 Node B，包括需要更新的系统信息内容和系统信息开始生效的时间，请求发送系统信息广播。

(2) Node B 发送 NBAP 系统信息更新响应信息到 RNC 发送，确认系统信息广播。

（3）～（5）Node B 根据发送系统信息的规划将更新的系统信息在 BCH 信道上广播出去。

2. RRC 连接建立流程

当UE的非接入层请求建立信令连接时，处于空闲模式下的UE将发起RRC连接建立过程。每个UE最多只有一个RRC连接。

当RNC接收到UE的RRC 连接请求消息时，无线资源管理模块（RRM）将根据特定的算法确定是接受还是拒绝该RRC连接建立请求。如果接受，再要确定是建立在专用信道还是公共信道，这一选择会导致RRC连接建立流程的不同。

RRC连接建立在专用信道的信令流程如图5-8所示。

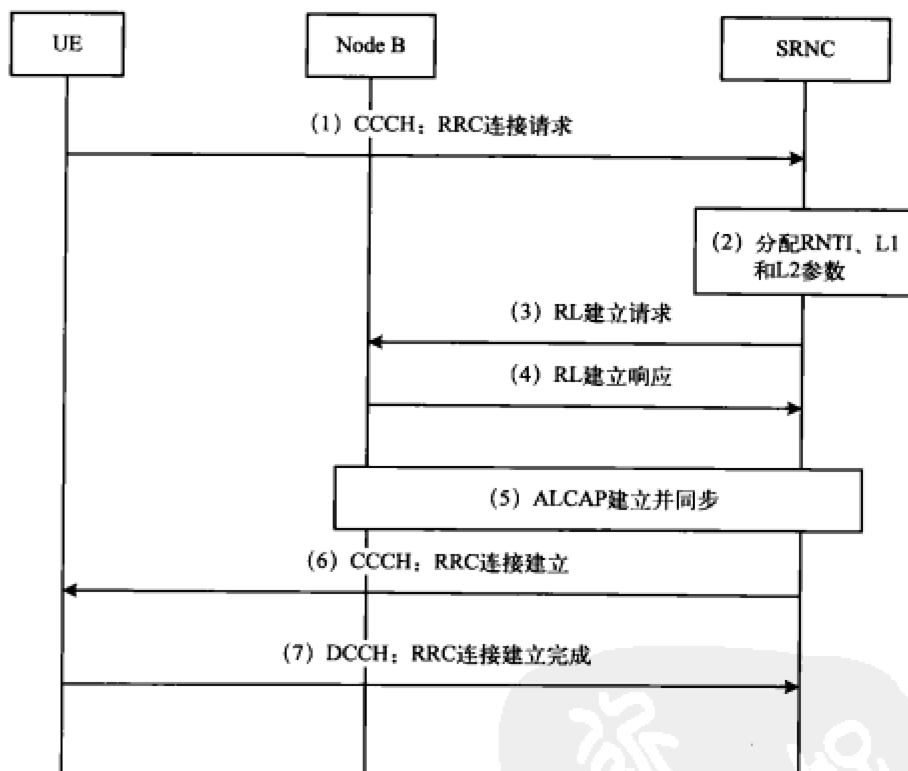


图 5-8 RRC 连接建立在专用信道

（1）UE 在上行 CCCH 上发送一个 RRC 连接请求消息，请求建立一条 RRC 连接。主要参数有：初始的 UE 标识、如 IMSI，TMSI 等参数，用来让网络识别发送该建立请求消息的 UE；建立原因，有多种类型，但 UE 每次只能选择其一；协议错误标识，用来标明是否有协议错误发生；测量 IE，给出在 Uu 接口上的测量结果。

（2）RNC 根据 RRC 连接建立请求的原因及系统的资源状态决定 UE 建立在专用信道，并分配 RNTI、L1和 L2参数。（一般情况下，在发起电路型业务或语音业务以及 QoS 较高的分组业务时，尽可能将 RRC 连接建立在 DCH 上。）

（3）RNC 向 Node B 发送无线链路建立请求消息，请求 Node B 分配 RRC 连接所需要的特定无线链路资源。在该消息中包含建立无线链路所必需的参数（功率、时隙、扰码、序列码等参数）。

（4）Node B 资源准备成功后向 SRNC 应答 RC 连接建立响应消息。

(5) 在 RL 成功建立后，RNC 使用 ALCAP 协议发起 Iub 接口用户面传输承载的建立，用于承载 RRC 信令的 ATM 连接，并完成 RNC 与 Node B 同步过程。

(6) RNC 在下行 CCCH 上向 UE 发送 RRC 连接建立消息。主要参数有 UE IE、RB IE、TrCH IE、上行传输信道、下行传输信道、物理信道 IE、UL 无线资源和 DL 无线资源。

(7) UE 在上行 DCCH 上向 RNC 发送 RRC 连接建立完成消息。主要参数有 RRC 事务标识、开始列表（包含 CN 域标识和开始值列表信息）、UE 无线接入特性、UE 无线接入特性扩展和 UE 系统特性。

(8) 至此RRC连接建立过程结束。

在公共信道上建立RRC连接时，因为用的是已经建立好的小区公共资源，所以无需建立无线链路和用户面的数据传输承载，其余过程与在专用信道建立RRC连接相似，如图5-9所示。

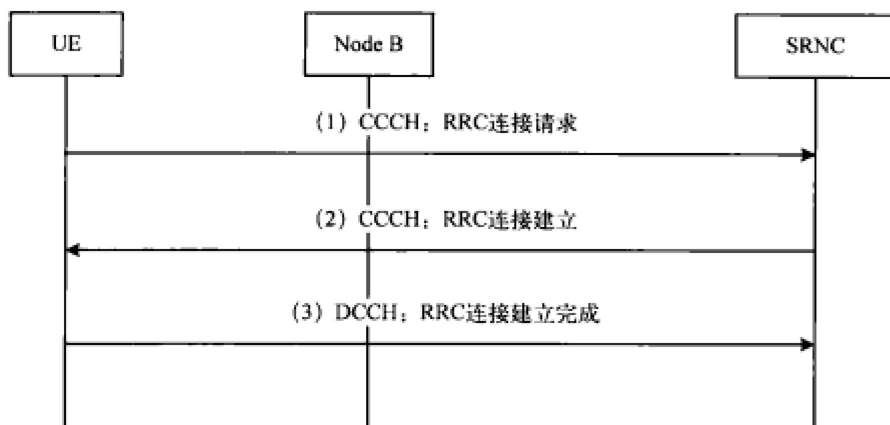


图 5-9 RRC 连接建立在公共信道

3. NAS 信令建立流程

NAS 信令建立流程也称为直传信令建立流程，是在 UE 与 UTRAN 之间的 RRC 连接建立成功之后，UE 通过 RNC 建立与 CN 的信令连接，用于 UE 与 CN 交互 NAS 信息，如鉴权、业务请求、连接建立等。直传消息流程分为初始直传、上行直传和下行直传 3 种。

UE 和网络的交互都是建立在 RRC 连接建立基础上的，这是 UE 和网络侧之间的信令连接，在 UTRAN 中透明传输。UTRAN 的任务就是将这些消息正确地在 UE 和 CN 之间传递。该连接将使用上行初始直传触发 UE 和核心网之间的信令连接，连接建立于 SS7 的 SCCP 之上，这个过程网络是不能主动发起的，所以也就没有下行初始直传过程。

在网络和 UE 之间成功建立信令连接之后，UTRAN 为准确、可靠、安全地传递 CN 信令，所有的 CN 信息都是切入到上行直传和下行直传消息中传递，这就是上行直传和下行直传过程。

- 初始直传

初始直传过程用于在RRC连接建立之后UE传递第一条核心网消息到网络。UTRAN的RNC收到该信号之后还需要建立一条 RNC 和 CN 之间的信令连接，并且将初始直传中的核心网消息原原本本地传递到核心网中。

如果 RRC 信令建立后 UE 处于 CELL_PCH 或 URA_PCH 状态，UE 和网络之间是不能直传消息的。为此，UE 需要发起小区更新，将状态迁移到 CELL_FACH 状态，其中小区更新的原因为“上行数据传输”。过程结束之后，UE 就可以进行初始直传。初始直传信令流程如图 5-10 所示。

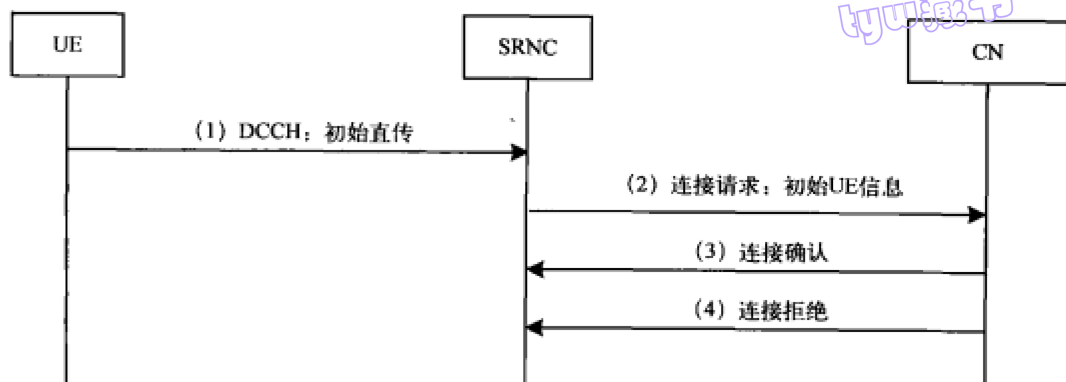


图 5-10 NAS 信令建立

(1) RRC 连接建立后，UE 通过 RRC 连接向 RNC 发送初始直传消息，消息中携带 UE 发送到 CN 的初始 NAS 信息内容及 CN 标识等内容。

(2) RNC 接收到 UE 的初始直传消息，通过 Iu 接口向 CN 发送 SCCP 连接请求信息，消息数据为 RNC 向 CN 发送初始 UE 消息。该消息包含 UE 发送到 CN 的消息内容。

(3) 如果 CN 准备接收连接请求，就向 RNC 返回 SCCP 连接确认消息，表明 SCCP 连接建立成功。RNC 接收到该信息，确认信令连接建立成功。

(4) 如果 CN 不能接收连接请求，就向 RNC 返回 SCCP 连接拒绝消息，SCCP 连接建立失败。RNC 接收到该消息，确认信令连接建立失败，发起 RRC 释放过程。

- 下行直传

下行路直传过程用于在下行链路无线接口传输NAS消息。在UTRAN中，当高层在初始信令连接建立后要求传输NAS消息时，启动直传过程。UTRAN启动该过程时不影响正在进行的其他RRC过程。UTRAN以RB3或RB4上的AM RLC在下行链路DCCH上发送下行直传消息。下行直传信令流程如图5-11所示。

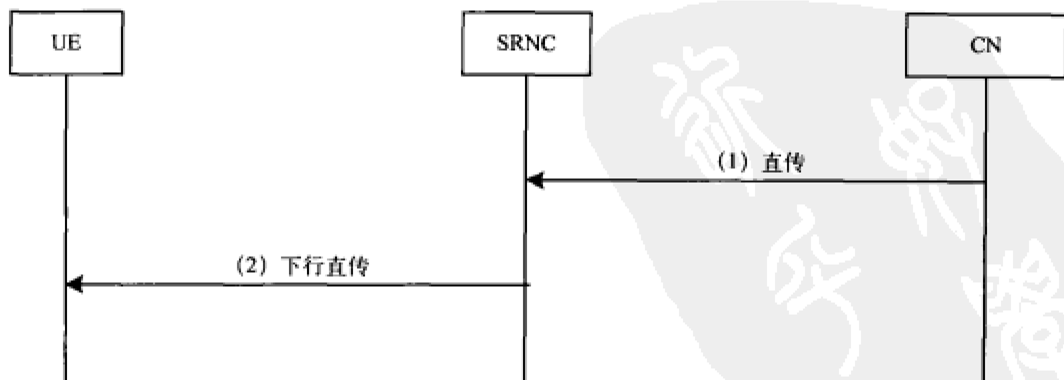


图 5-11 下行直传

(1) CN 向 RNC 发送包含 NAS 消息的直传消息，发起下行直传。

(2) RNC 向 UE 发送下行直传消息，消息中携带 CN 发送到 UE 的 NAS 消息内容及 CN 标识，以 AM RLC 方式通过 DCCH 信道发送。

下行直传消息除了可以传递下行 NAS 消息内容以外，还可以指网络收到错误的消息包，此

时 UE 将在上行 DCCH 上采用 AM RLC 方式发送 RRC 状态。

- 上行直传

上行直传过程用于UE向核心网传递NAS层消息。上行直传信令流程描述如图5-12所示。

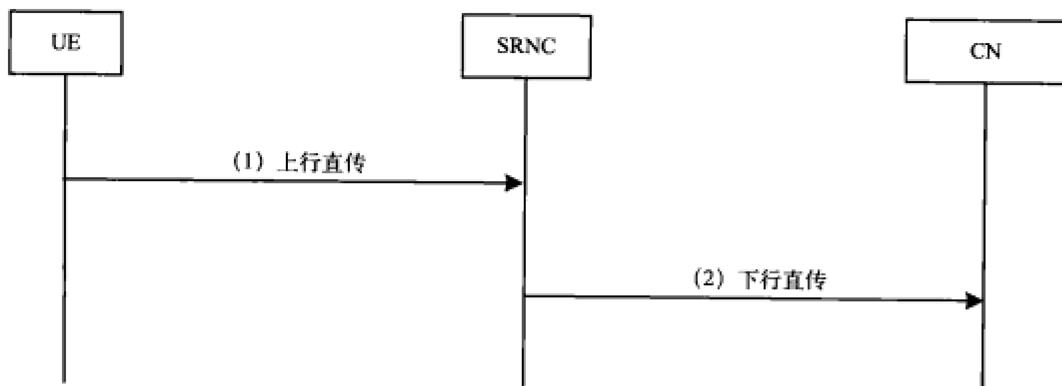


图 5-12 上行直传

（1）UE 向 RNC 发送上行直传消息，包含 NAS、CN 标识等消息，发起上行直传过程。

（2）RNC 根据 CN 标识将直传消息发送到 CN，上行直传过程结束。

直传消息会携带 NAS 信息和测量报告。测量报告的相应部分可以为 RNC 解析并用于无线资源控制，NAS 消息则直传到 CN。

4. RAB 建立流程

RAB 是指 UE 和 CN 之间用户平面的承载，用于 UE 和 CN 之间传送语音、数据及多媒体业务的资源标识。在 RAB 建立过程之前，UE 和 UTRAN 之间首先建立 RRC 信令连接，然后才能建立 RAB。

网络和 UE 都可以发起业务，但是 RAB 建立总是由 CN 发起，由 UTRAN 执行，基本流程如下。

（1）首先 CN 根据业务 QoS 的实际需要，向 UTRAN 发送 RAB 指配请求消息，请求 UTRAN 建立 RAB。

（2）RNC 发起建立 Iu 接口与 Iub 接口的数据承载。

（3）RNC 向 UE 发起 RB 建立请求。

（4）UE 完成 RB 建立，向 RNC 回应 RB 建立完成消息。

（5）RNC 向 CN 应答 RAB 指配响应消息，结束 RAB 建立流程。

当RAB建立成功后，一个基本的呼叫即建立。根据无线资源使用情况（RRC连接建立时的无线资源状态与RAB建立时的无线资源状态），可以将RAB的建立流程分成3种情况。

第一种称为DCH-DCH，在RRC连接建立阶段，分配了DCH资源，RRC已经进入CELL-DCH状态，RAB将使用DCH资源传输业务。第二种是RACH/FACH-RACH/FACH，在RRC连接建立阶段，没有分配专用的DCH资源，RRC所处的状态为CELL_FACH，网络通知UE在公共信道上传输业务。第三种是RACH/FACH-DCH，在RRC连接建立阶段，没有分配专用的DCH资源，RRC所处的状态为CELL_FACH，但是在RAB建立阶段，网络分配了专用DCH资源，RRC将处于CELL_DCH状态。

- RRC 连接在 DCH 上，RAB 建立在 DCH 上的过程

该流程描述的是用户在初次建立信令连接后（其中空中接口的RRC连接建立在DCH上），

CN根据其业务类型，为用户请求建立CS域上的业务承载；在CN发送的RAB_ASSIGNMENT中可一次要求为该用户在该域上建立一个或多个RAB的处理流程。

根据无线链路重配置情况，RAB建立流程可分为同步重配置RL（DCH-DCH）与异步重配置RL（DCH-DCH）两种情况，二者的区别在于Node B与UE接收到RNC下发的配置消息后，能否立即启用新的配置参数。

同步情况下，Node B与UE在接收到RNC下发的配置消息后，不能立即启用新的配置参数，而是从消息中获取RNC规定的同步时间，在同步时刻同时启用新的配置参数。

Node B在接收到RNC下发的重配置RL消息后，不能立即启用新的配置参数，而是准备好相应的无线资源，等待接收RNC下发的重配置执行消息，从消息中获取RNC规定的同步时间。UE在接收到RNC下发的配置消息后，也不能立即启用新的配置参数，而是从消息中获得RNC规定的同步时间。在RNC规定的同步时刻，Node B与UE同时启用新的配置参数。

同步重配置RC流程如图5-13所示。

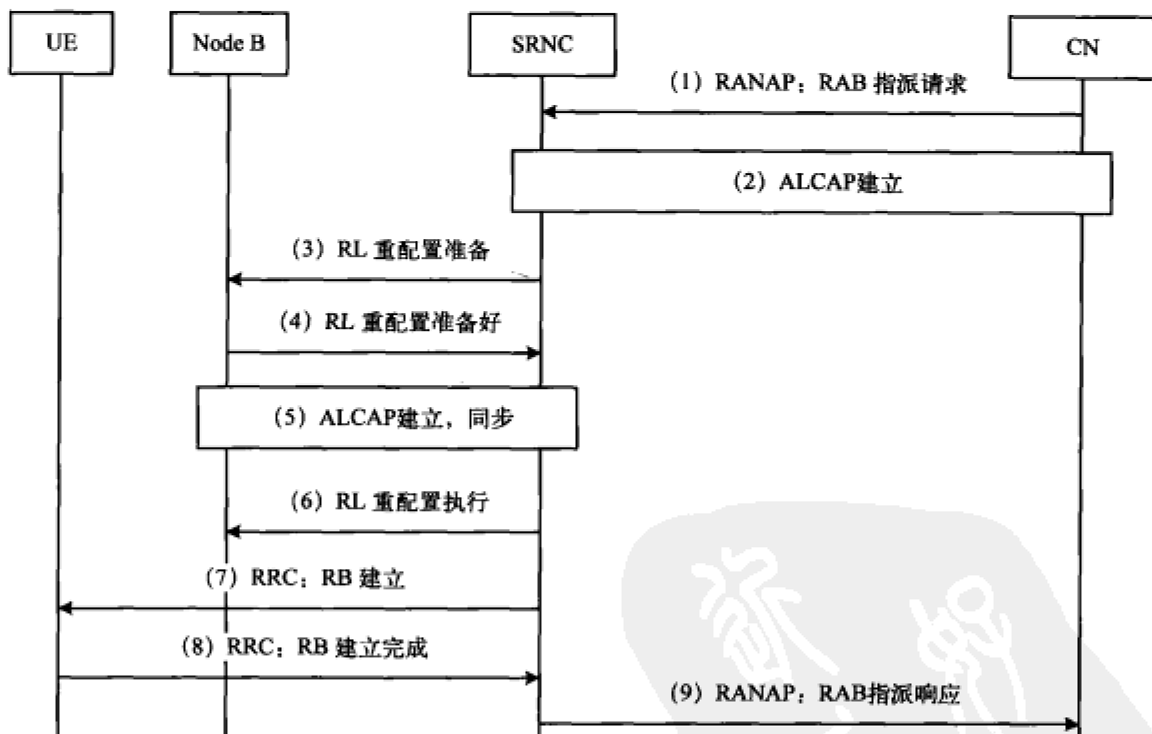


图 5-13 RAB 建立流程（DCH-DCH，同步）

（1）CN 向 UTRAN 发送 RANAP 协议的 RAB 指派消息，发起 RAB 建立请求。

（2）RNC 接收到 RAB 建立请求后，将 RAB 的 QoS 参数映射为 AAL2 链路特性参数与无线资源特性参数，Iu 接口的 ALCAP 根据其中的 AAL2 链路特性参数发起 Iu 接口的用户面传输承载建立过程。

（3）RNC 向属下的 Node B 发送协议的无线链路重配置准备消息，请求属下的 Node B 准备在已有的无线链路上增加一条（或多条）承载 RAB 的专用传输信道（DCH）。

（4）Node B 分配相应的资源，然后向所属的 RNC 发送 RC 重配置准备好消息，通知 RNC 无线链路重配置准备完成。

（5）RNC 中 Iub 接口的 ALCAP 发起 Iub 接口的用户面传输承载建立过程，Node B 与 RNC

通过交换 DCH 帧协议的上下同步帧建立同步。

（6）RNC 向属下的 Node B 发送无线链路重配置执行消息。

（7）RNC 向 UE 发送 RRC 协议的 RB 建立消息。

（8）UE 执行 RB 建立后，向 RNC 发送无线承载建立完成消息。

（9）RNC 接收到无线承载建立完成的消息后，向 CN 回应 RAB 指派响应消息，结束 RAB 建立流程。

异步情况下，Node B与UE在接收到RNC下发的配置消息后，将立即启用新的配置参数。信令流程如图5-14所示。

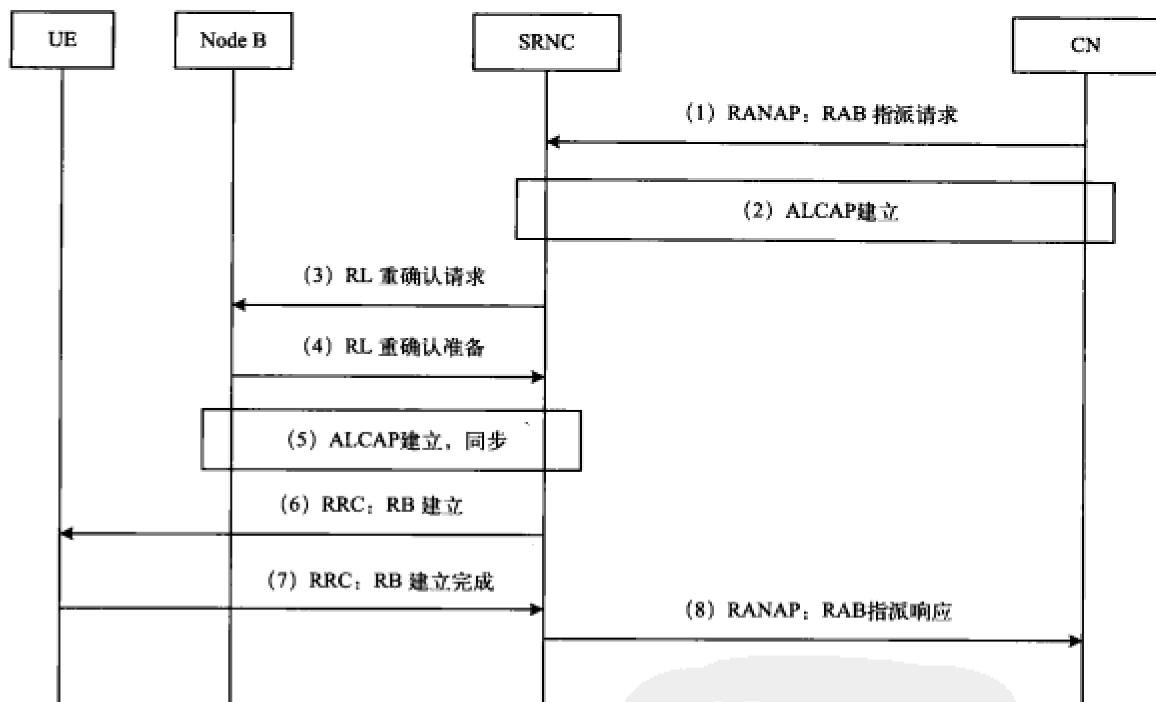


图 5-14 RAB 建立流程（DCH-DCH，异步）

（1）CN 向 UTRAN 发送 RANAP 协议的 RAB 指配请求消息，发起 RAB 建立请求。

（2）RNC 接收到 RAB 建立请求后，将 RAB 的 QoS 参数映射为 AAL2 链路特性参数与无线资源特性参数，Iu 接口的 ALCAP 根据其中的 AAL2 链路特性参数发起 Iu 接口的用户面传输承载建立过程。

（3）在异步情况下，无线重配置无需同步，RNC 向属下的 Node B 发送 NBAP 协议的无线链路重配置请求消息，请求属下的 Node B 在已有的无线链路上建立新的专用传输信道（DCH）。

（4）Node B 接收到无线链路重配置请求消息后，即分配相应的资源，然后向所属的 RNC 发送 RC 重配置响应消息，通知 RNC 无线链路重配置完成。

（5）RNC 中 Iub 接口的 ALCAP 发起 Iub 接口的用户面传输承载建立过程，Node B 与 RNC 通过交换 DCH 帧协议的上下行同步帧建立同步。

（6）RNC 向 UE 发送 RRC 协议的无线承载建立消息。

（7）UE 执行 RB 建立后，向 RNC 发送无线承载建立完成消息。

（8）RNC 接收到无线承载建立完成的消息后，向 CN 回应 RAB 指派响应消息，结束 RAB

建立流程。

• RRC连接在公共传输信道上，RAB建立在DCH上的过程

当UE的RRC连接建立在公共传输信道上时，RNC根据RAB指派消息中的QoS参数，可以将RAB指派建立在公共信道（RACH/FACH）或专用信道（DCH）上。建立流程如图5-15所示。

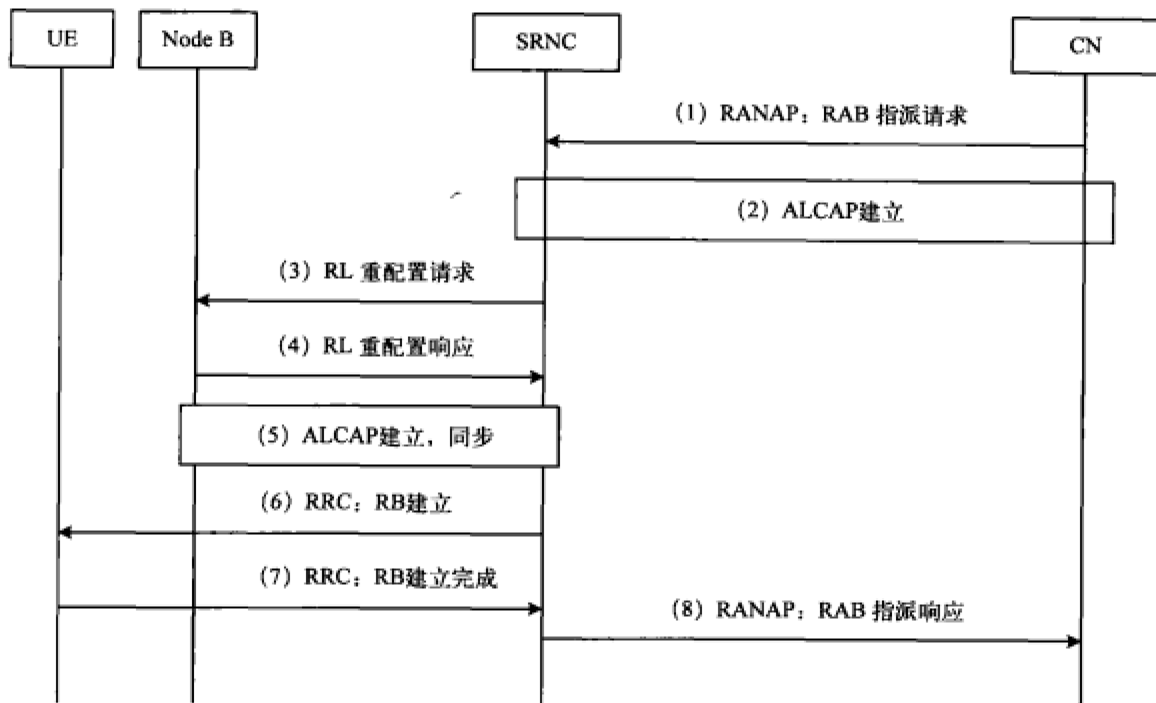


图 5-15 RAB 建立流程（RACH/FACH-DCH）

(1) CN 向 UTRAN 发送 RANAP 协议的 RAB 指派消息，发起 RAB 建立请求。

(2) RNC 收到 RAB 建立请求后，将 QoS 参数映射为 AAL2 链路特性参数与无线资源特性参数，Iu 接口的 ALCAP 根据其中 AAL2 链路特性参数发起 Iu 接口的用户面传输承载建立过程。

(3) RNC 向属下的 Node B 发送 NBAP 协议的无线链路重配置请求消息，建立新的专用传输信道（DCH）。

(4) Node B 分配相应的资源后向所属的 RNC 发送 RL 重配置响应消息，通知 RNC 无线链路重配置完成。

(5) RNC 中 Iub 接口的 ALCAP 发起 Iub 接口的用户面传输承载建立过程，Node B 与 RNC 通过交换 DCH 帧协议的上下行同步帧建立同步。

(6) RNC 向 UE 发送 RRC 协议的无线承载建立消息。

(7) UE 执行 RB 建立后，向 RNC 发送无线承载建立完成消息。

(8) RNC 接收到 RB 建立完成的消息后，向 CN 回应 RAB 指派相应消息，结束 RAB 建立流程。

• RRC连接在公共传输信道上，RAB建立在公共信道上的过程

信令流程如图5-16所示。

(1) CN 向 UTRAN 发送 RANAP 协议的 RAB 指派消息，发起 RAB 建立请求。

(2) RNC 收到 RAB 建立请求后，将 QoS 参数映射为 AAL2 链路特性参数与无线资源特性

参数，Iu 接口的 ALCAP 根据其中 AAL2 链路特性参数发起 Iu 接口的用户面传输承载建立过程。

(3) RNC 向 UE 发送 RRC 协议的无线承载建立消息。

(4) UE 执行 RB 建立后，向 RNC 发送无线承载建立完成消息。

(5) RNC 接收到 RB 建立完成的消息后，向 CN 回应 RAB 指派响应消息，结束 RAB 建立流程。

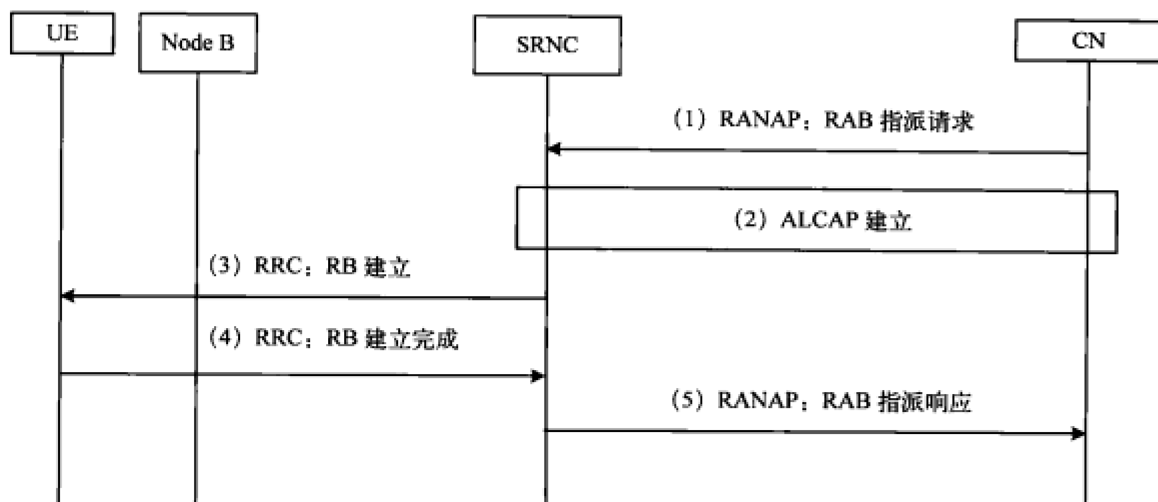


图 5-16 RAB 建立流程（RACH/FACH-RACH/FACH）

5.3.2 业务释放流程

业务流程的释放是一个从高层开始的逐级释放过程，网络和终端都可以发起，但拥有接入层控制的资源释放能力的只有网络。

RRC 信令连接由独立的 CS 和 PS 连接组成。UE 不能发起 RRC 信令连接的释放，但可以分别发起 CS 域和 PS 域信令连接释放。对于任何一个终端，RRC 连接最多只能有一条，而 RAB 却可以存在多个。释放某个域业务时，如果该域只有一个 RAB 存在，那么 CN 发送 Iu 释放命令消息到 RNC，触发 RNC 释放 Iu 信令连接和对应的 RAB。业务释放完成后，SRNC 将判断该 RRC 连接是否还有对应的 Iu 信令连接。如果没有，RNC 将发起 RRC 连接释放过程，详细流程参见图 5-20。如果这个域存在多个 RAB，那么 CN 只对需要释放的 RAB 发起释放，不能进行 Iu 信令连接的释放，详细流程参见图 5-19。

1. Iu 信令连接释放流程

Iu 接口信令连接释放原因很多，CN 域的业务释放完成或是 RNC 发生错误都可以触发，但是最终起决定作用的是 CN，事实上 RNC 只能请求 CN 发起该过程。图 5-17 所示为 RNC 请求 CN 域进行信令释放流程。

SRNC 向 CN 域发送 Iu 释放请求消息，通知 CN 释放 Iu 连接的原因，发起 Iu 接口的释放请求过程。然后由 CN 决定如何处理 Iu 的释放请求。如果 CN 决定释放，将发起 Iu 释放过程。

图 5-18 所示为 CN 发起的信令连接释放。CN 向 RNC 发送 Iu 释放命令消息，解释信令连接释放原因。在这之后，CN 不再发送任何面向连接的 RANAP 信息。当 RNC 接收到 Iu 释放命令消息后，清除 UTRAN 中和 Iu 相关的各种资源。然后 RNC 向 CN 发送 Iu 释放完成消息，Iu 连接释放过程结束。

2. RAB 释放流程



图 5-17 信令连接释放请求

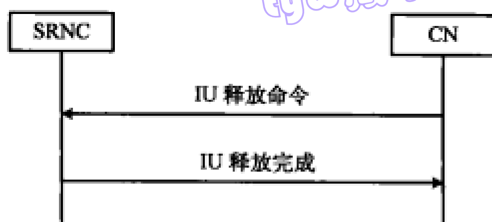


图 5-18　信令连接释放

为了删除已建立的 RAB 而进行的 RAB 建立的反过程就是 RAB 的释放过程，释放方式有 3 种：DCH-DCH、CCH-CCH、DCH-CCH。这 3 种释放方式基本相同，本节将使用 DCH-DCH 举例进行说明。

在同步问题上，RAB 的释放过程和 RAB 建立相似，同样有同步释放和异步释放两种。图 5-19 所示的 RAB 同步释放信令流程描述如下。

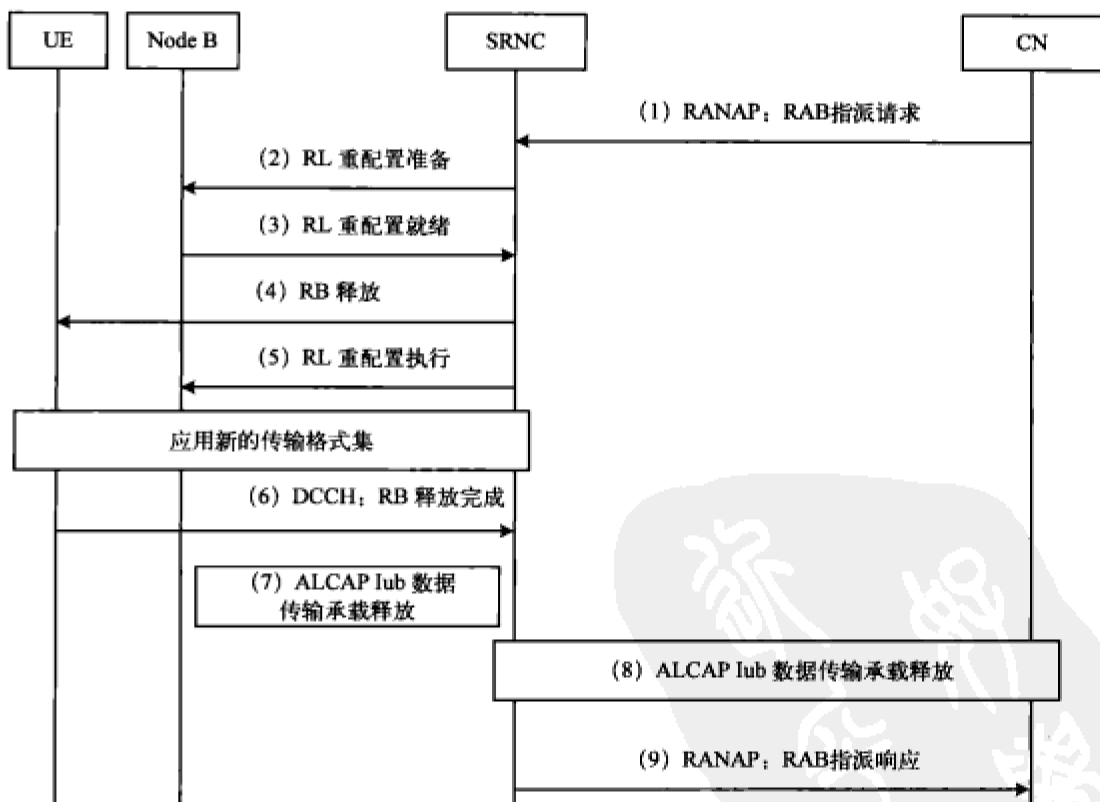


图 5-19　RAB 释放（DCH-DCH，同步）

（1）CN 通过发送 RAB 指派请求消息（释放类型），启动 RAB 释放过程，消息中指明需要释放的 RAB 的 ID。

（2）SRNC 向 Node B 发送无线链路重配置准备请求信息，请求 Node B 准备释放承载的 RAB 的 DCH。

（3）NodeB 向 SRNC 发送无线链路重配置准备完成消息，通知 SRNC 释放准备已经完成。

（4）SRNC 向 UE 发送无线承载释放消息，启动承载释放过程。

（5）SRNC 向 Node B 发送无线链路重配置执行消息。

（6）SRNC 收到 UE 的无线承载释放完成消息。

（7）RNC 通过 ALCAP 协议释放 Iub 接口的数据传输承载。

（8）SRNC 使用 ALCAP 协议，如果是 AAL2 承载，使用 AAL2 释放消息来启动和 CN 之间的 Iu 数据传输承载的释放（对于 PS 域这一步不需要）。

（9）SRNC 向 CN 发送 RANAP 协议，RAB 指派响应消息，释放过程结束。

需要说明的是，当 RNC 用户面异常时，RANAP 将向 CN 发起 RAB 释放请求消息，请求 CN 释放影响的 RAB。

3. RAB 释放触发的 Iu 信令连接释放

如果 CS 域建立一个业务，那么在进行业务释放时，MSC 将首先向 RNC 发送 Iu 释放命令，RNC 接收到这条命令后，将同时释放 Iu-CS 接口的 Iu 信令连接和 RAB。信令流程如图 5-20 所示。

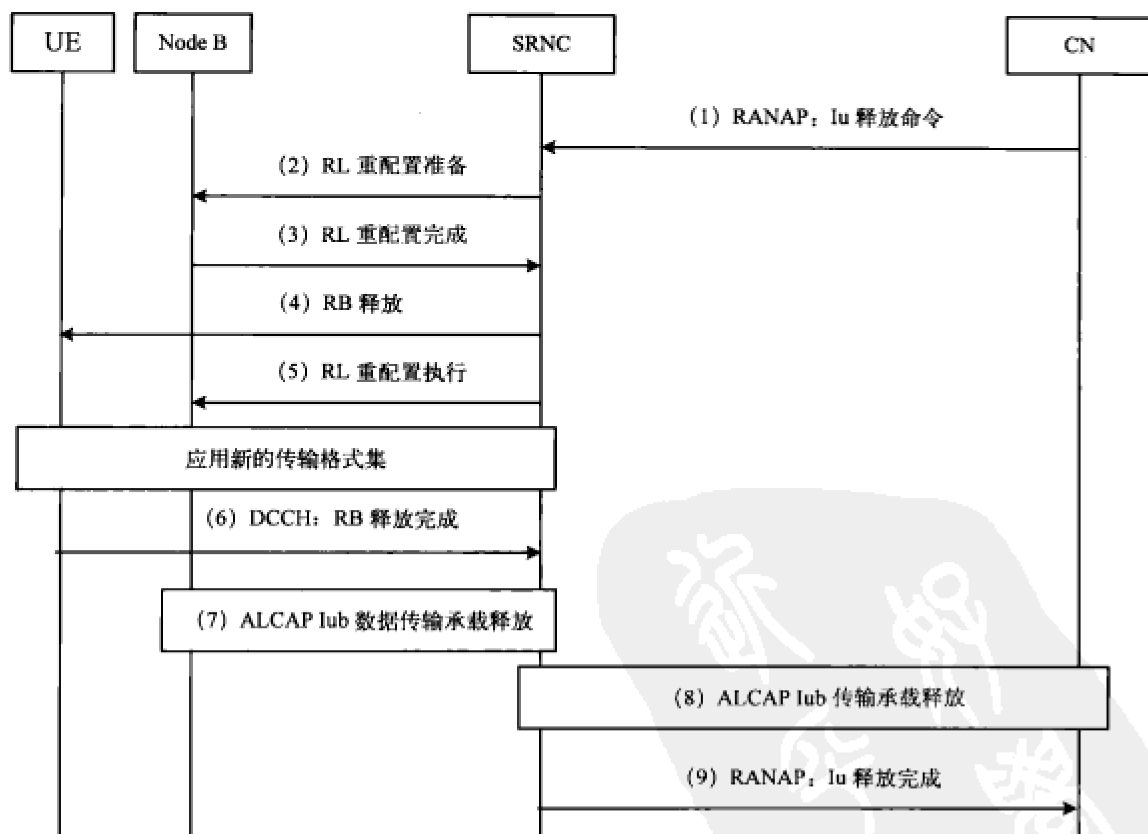


图 5-20　RAB 释放出发的 Iu 信令连接释放

（1）CN 向 SRNC 发送 Iu 释放命令。

（2）SRNC 向 Node B 发送无线链路重配置准备请求消息，请求 Node B 准备释放承载 RAB 的 DCH。

（3）Node B 向 SRNC 发送无线链路重配置准备完成消息，通知 SRNC 释放准备已经完成。

（4）SRNC 向 UE 发送无线承载释放消息，启动承载释放过程。

（5）SRNC 向 Node B 发送无线链路重配置执行消息。

（6）SRNC 收到 UE 的无线承载释放完成消息。

（7）RNC 通过 ALCAP 协议释放 Iub 接口的数据传输承载。

（8）SRNC 使用 ALCAP 协议，如果是 AAL2 承载，使用 AAL2 释放消息来启动和 CN 之间的 Iu 数据传输承载的释放（对于 PS 域这一步不需要）。

（9）SRNC 向 CN 发送 Iu 释放完成消息。

4. RRC 连接释放流程

RRC 信令连接根据占用资源的不同可以分为两种，一种是 UE 处在 CELL_DCH 状态的连接，称为建立在专用信道的 RRC 连接，另一种是 UE 处于 CELL_FACH 状态的连接，称为建立在公共信道的 RRC 连接。

核心网控制的 RAB 释放完成之后，就是 UTRAN 的 RRC 信令连接释放。首先 SRNC 将判断系统中是否还存在相同 RRC 承载的 Iu 信令连接。如果 UE 对应的 Iu 信令连接已全部被释放，网络将发起 RRC 连接释放过程。RRC 连接释放就是释放 UE 和 RNC 之间的信令连接以及全部无线承载，经过 RRC 连接释放过程，无线接口上将释放所有与 UE 相关的信令连接。如果在释放 RRC 连接时 UE 处于 CELL_PCH 或者 URA_PCH 状态，那么网络先发起寻呼 UE，将 UE 的状态转移到 CELL_FACH，再进行 RRC 连接释放。

如果 RRC 释放时 DCCH 可用，网络优先使用下行 DCCH 信道发送 RRC 连接释放消息，否则 RNC 通过下行 CCCH 信道发送 RRC 连接释放消息进行 RRC 信令连接的释放。

图 5-21 所示为释放建立在专用信道上的 RRC 连接，流程说明如下。

（1）SRNC 通过 DCCH 信道向 UE 发送 RRC 连接释放消息，SRNC 可能发送多次，以提高 UE 接收的可靠性。

（2）UE 向 SRNC 返回 RRC 连接释放完成消息。

（3）SRNC 向 Node B 发送无线链路删除请求消息。

（4）Node B 资源释放完成后，向 SRNC 返回无线链路删除响应消息。

（5）SRNC 使用 ALCAP 协议发起 Iub 接口用户面传输承载的释放，RRC 释放过程结束。

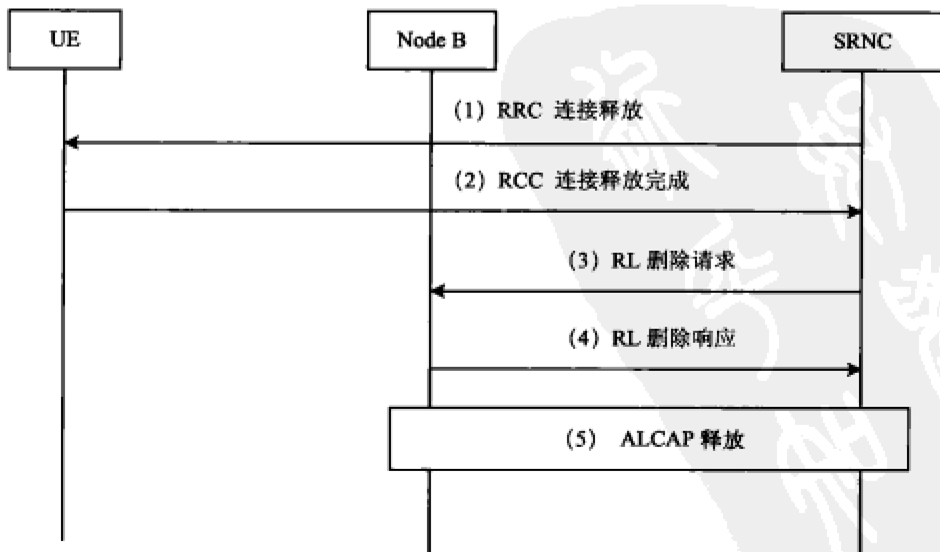


图 5-21 RRC 连接释放（专用信道）

图5-22表示CCCH信道上进行RRC信令连接释放的流程

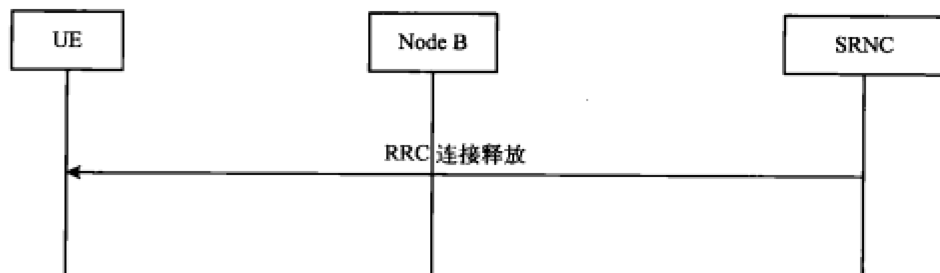


图5-22 RRC连接释放（公用信道）

SRNC通过CCCH信道向UE发送RRC连接释放消息，发起RRC连接释放过程，UE释放资源。释放建立在公用信道上的RRC连接时，不需要RRC连接释放完成消息。此外，因为用的是小区公共资源，所以只要直接释放UE，而不必释放Node B资源和数据传输承载。

5.4 电路域信令流程

5.4.1 呼叫控制

1. UE发起呼叫流程

在UE发起呼叫建立时，如果之前UE没有建立RRC连接，那么首先建立RRC连接，再通过初始直传建立传输NAS消息的信令连接，最后建立RAB。图5-23所示为UE处于空闲状态下发起CS呼叫的流程。

主要过程如下所示。其中（1）~（6）为建立RRC连接，（7）~（12）为初始直接传输/上下行直接传输过程，（13）~（16）为安全模式控制，（17）~（36）为建立RAB过程。

（1）UE在取得下行同步后，向Node B发送SYNC_UL，接收到Node B回应的FPACH信息后，在RACH信道上向RNC发送RRC连接请求消息，发起RRC连接建立过程。

（2）RNC准备建立RRC连接，分配建立RRC连接所需要的资源，并发送一条RL建立请求消息给Node B。

（3）Node B配置物理信道，在新的物理信道上准备接收UE消息，并向RNC发送一条RL建立响应消息。

（4）RNC通过ALCAP协议，建立Iub数据传输承载，并建立同步。Iub数据传输承载通过AAL2的绑定标识与DCH绑定在一起。建立Iub数据传输承载需要Node B确认。

（5）RNC在FACH信道上发送RRC连接建立消息给UE。

（6）UE在DCCH上发送RRC连接建立完成消息给RNC，RRC连接建立完成。

（7）UE在DCCH上给RNC发送一条初始直接传输（CM服务请求）消息，该消息包括了UE请求的业务类型等信息。

（8）RNC发起初始到CN的信令连接，并发送一条初始UE消息给CN，通知CN关于UE请求的业务等内容。

（9）CN发送RANAP消息直接传输（确认请求）到RNC，要求对UE进行鉴权。

（10）RNC发送RRC下行直接传输（确认请求）消息给UE。

（11）UE发送RRC UL直接传输（确认）消息给RNC，告知网络侧UE已经按照鉴权要求完成了鉴权。

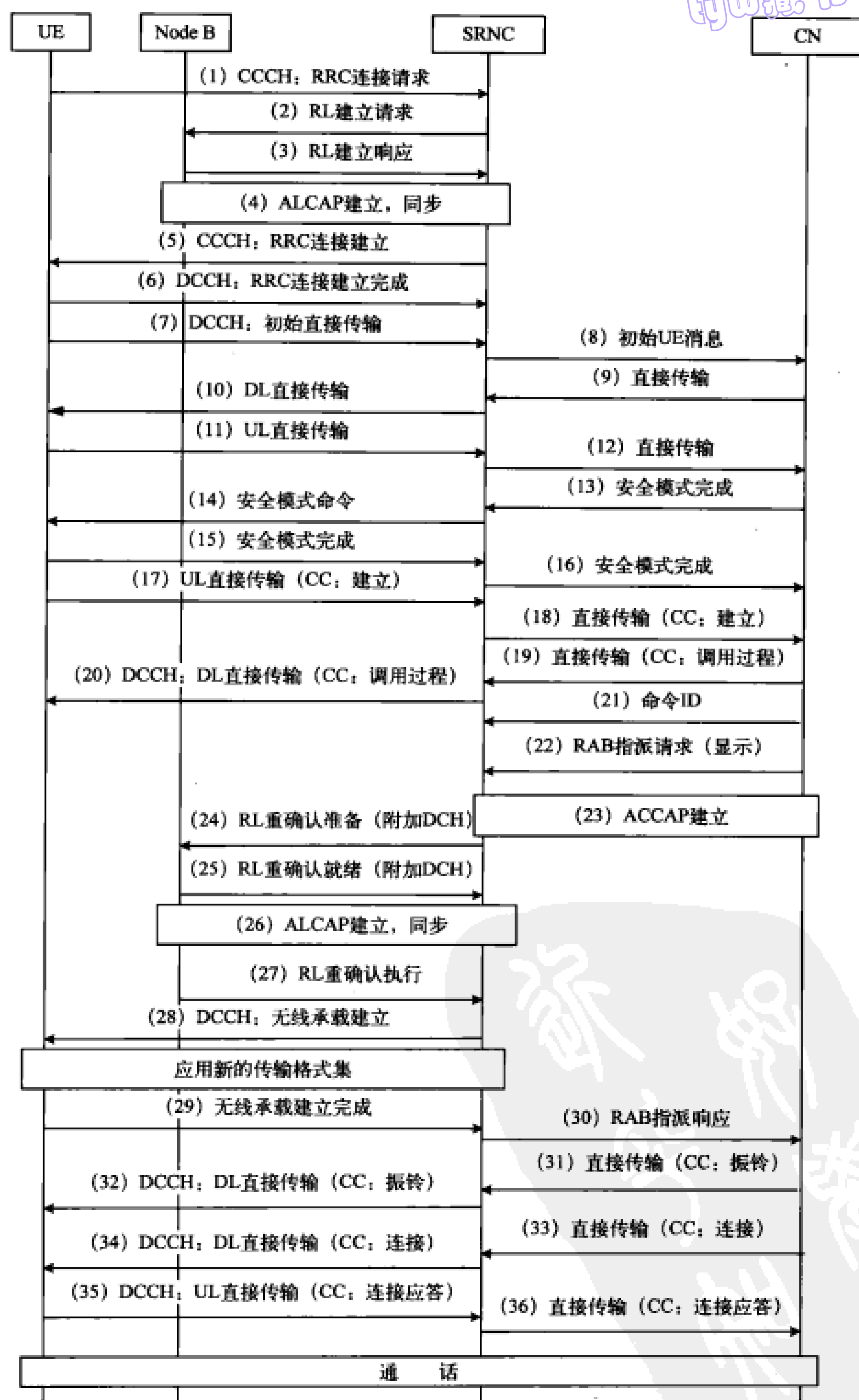


图 5-23 UE 发起的呼叫流程

（12）RNC 发送 RANAP 消息“直接传输”给 CN，将 UE 的 NAS 消息转发给 CN。

（13）CN发送RANAP消息安全模式命令给RNC，要求UE进行安全模式控制。

（14）RNC在下行DCCH上发送RRC 安全模式命令给UE，开始/重启加密过程。

（15）UE成功应用新的加密方式后，在上行DCCH上发送RRC"安全模式完成"给RNC。

（16）RNC发送RANAP消息"安全模式完成"给CN，双方完成安全模式控制。

（17）~（20）上行和下行的直接传输过程，NAS要求传输数据，UE 向网络侧说明承载能力以及调用的数字等内容。

（21）CN向RNC发送RANAP消息命令ID，告知RNC该UE的IMSI。

（22）CN向RNC发送RANAP消息"RAB指派请求"，发起RAB建立过程。

（23）RNC通过ALCAP协议建立Iu数据传输承载，并利用AAL2绑定标识将Iu数据传输承载和无线接入承载绑定在一起。

（24）RNC要求其Node B准备建立DCH来承载RAB（RL重确认准备）。

（25）Node B配置资源并通知RNC准备完毕（Radio Link Reconfiguration Ready）。

（26）RNC通过ALCAP协议建立Iub数据传输承载，并建立同步关系。

（27）RNC向Node B发送NBAP消息"RL重确认执行"。

（28）RNC向UE发送RRC消息"无线承载建立"。

（29）UE按照新的传输格式给RNC发送RRC消息"无线承载建立完成"。

（30）RNC向CN发送RANAP消息"RAC指派响应"，RAN建立完成。

（31）~（36）进行上行和下行的直接传输过程，对方振铃后，CN通过RNC向UE发送直传消息"指派"，对方摘机后，CN通过RNC向UE发送直传消息"连接"，UE回复直传消息"连接应答"，双方建立通话。

2. UE被呼流程

图5-24说明了当UE处于空闲状态时，被其他用户呼叫时的信令流程。

相对于 UE 发起呼叫的流程来说，UE 被呼叫的流程多了寻呼过程，寻呼过程后开始发起RRC连接过程。

5.4.2 移动性管理

移动性管理（MM）功能主要分为完成位置区更新、完成UE的鉴权控制和完成CS信令连接管理，由一般过程、特殊过程和连接管理过程组成

MM的一般过程用于支持CS域业务，包括TMSI的重分配、加密、鉴权、身份识别和IMSI分离等子过程。MM的特殊过程用于支持CS域业务，包括正常位置更新、周期性位置更新和IMSI附着等子过程。MM连接管理过程为上层提供连接管理服务，包括MM连接建立、MM连接保持以及MM连接释放等。下面就介绍MM层的几个重要过程。

1. 位置更新过程

位置更新过程是由UE MM层发起的，在HLR、MSC/VLR等实体之间逻辑配合完成。其中HLR记录移动用户当前位置信息和所有用户数据；VLR记录漫游到由该VLR控制位置区的移动用户的相关用户数据，MSC 处理移动用户的位置登记进程，与移动用户对话并与 HLR、VLR交互信息。

位置更新包括正常位置区更新、周期性位置区更新和IMSI附着过程。

- 正常位置区更新过程

UE从一个位置区移动到另外一个新的位置区时，会发起位置区更新，通知网络UE所处的位置区已经发生改变。信令流程图如图5-25所示。信令流程说明如下。

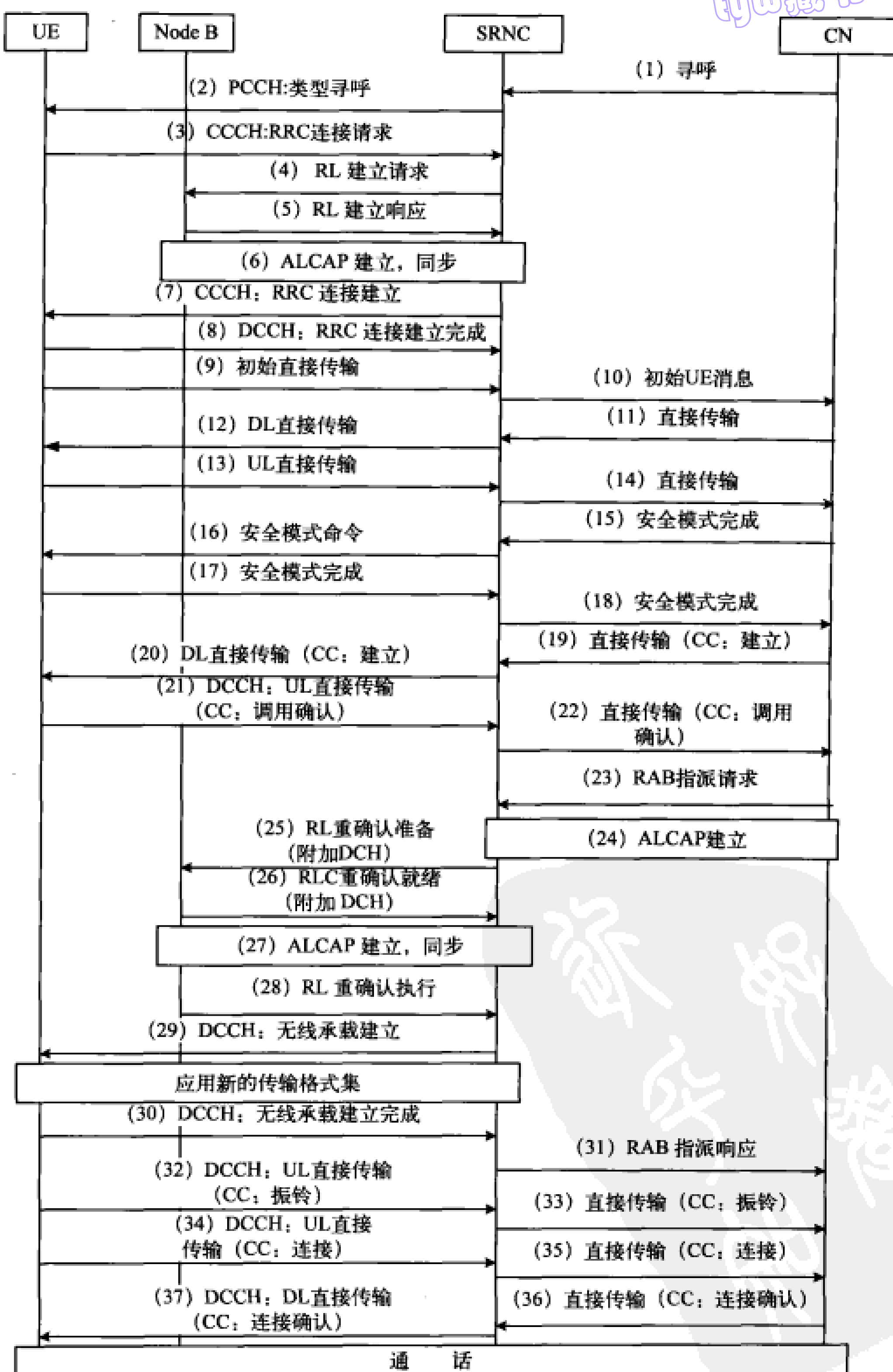


图 5-24　UE 被叫信令流程

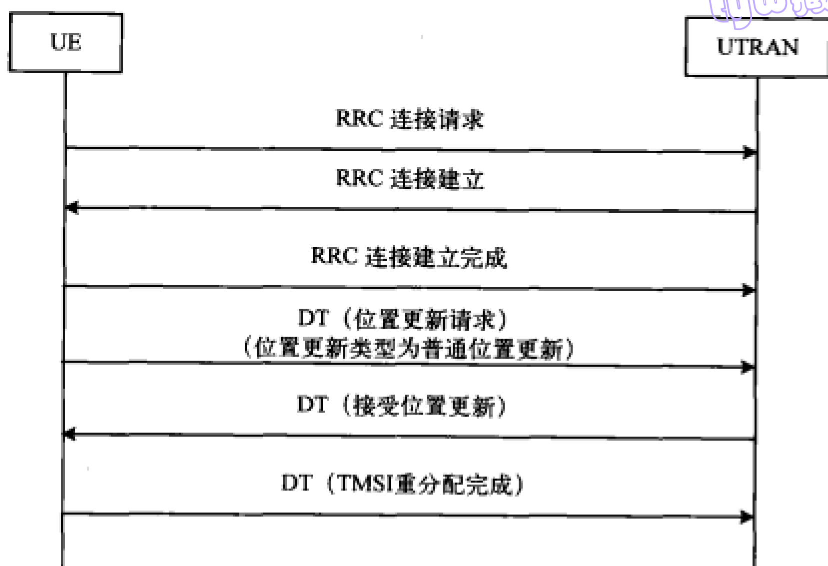


图 5-25 正常位置区更新

（1）UE 和 UTRAN 建立 RRC 连接。

（2）UE 发起位置更新请求，根据实际更新类型，设为“普通位置更新”。

（3）CN 在响应时，如果在“接受位置更新”中分配新的 TMSI 号，UE 需要回应一条消息“TMSI 重分配完成”。

• 周期性位置区更新

在 UE 侧，MM 层有一个周期性的定时器监视，如果周期性定时器超时之前，UE 和网络没有发生过任何联系，那么 UE 将发起周期性的位置区更新过程。主要用于防止 UE 出现异常、没有进行分离过程和网路失去联系的情况。在网络侧也有相应的定时器，如果在规定时间内，UE 没有发起周期性的位置区更新或是和网络进行交互，那么网络默认 UE 已经关机，将删除保留在 VLR 中 UE 的各种数据。运营商可以根据具体网络的信令负载情况设置周期性位置区更新定时器的长度。通过周期性位置更新，PLMN 可以保持追踪移动用户当前的状态，特别是保持长时间可以由 PLMN 运营商根据具体话务和用户习惯来设定调整。周期性位置区更新信令流程图如图 5-26 所示。

（1）周期性位置区更新过程用户 UE 定期与网络联系，过程的启动由 UE 端的定时器 T3212 控制。UE 是否需要使用周期性位置区更新以及 T3212 的时间值在 BCCH 的 L3-RRC 系统消息块 1 消息中广播。T3212 超时将触发周期性位置区更新过程。

（2）UE 触发周期性位置区更新过程发送消息 RRC 连接请求，通过周期性位置区更新过程，PLMN 可以保持追踪移动用户当前的状态，特别是保持长时间没有操作的用户与网络的联系。

（3）UE 发送初始直传消息“位置更新请求”，其中 IE 位置更新类型为“周期性更新”。

• IMSI 附着过程

在开机的时候，如果在系统消息中指明网络要附着过程，并且开机时 UE 所在的位置区和关机时的位置区相同（保存在 USIM 卡中），那么 UE 将使用 IMSI 附着过程通知网络 UE 开机和位置区的情况。在确保 UE 所处的小区的 LAC 与关机前相同的前提下，打开 UE。IMSI 附着流程图如图 5-27 所示。



图 5-26　周期性位置区更新

UE在开机并建立RRC连接后，发起“位置更新请求”，其中的位置更新类型值为“IMSI 附着”。

2. IMSI 分离

触发分离过程的原因有：移动用户关机，USIM 卡中途拔出，或 MM 发起分离过程。UE 发起分离的流程结束之后，MSC/VLR 记录用户状态为 IMSI 已经分离，一般不通知 HLR。此时如果 MS 被拨打，那么 MSC 会将用户已经关机信息发给拨打用户。

当 UE 关机时，向网络发出关机信号，MSC/VLR 记录用户已经关机。有些移动终端在通话期间直接关电源时，也可以发起分离流程。IMSI 分离见图 5-28。

3. 鉴权流程

鉴权流程由网络侧发起，其目的是：由网络来检查是否允许 UE 接入网络；提供鉴权参数五元组中的随机数数组，供 UE 计算出加密密钥（CK）和与网络侧进行一致性检查的密钥（IK）；提供 UE 对网络的鉴权。与 GSM 的鉴权相比，3G 的鉴权流程增加了一致性检查的功能及 UE 对网络的鉴权功能。这些功能使 3G 安全特性有了进一步的增强。流程图如图 5-29 所示。

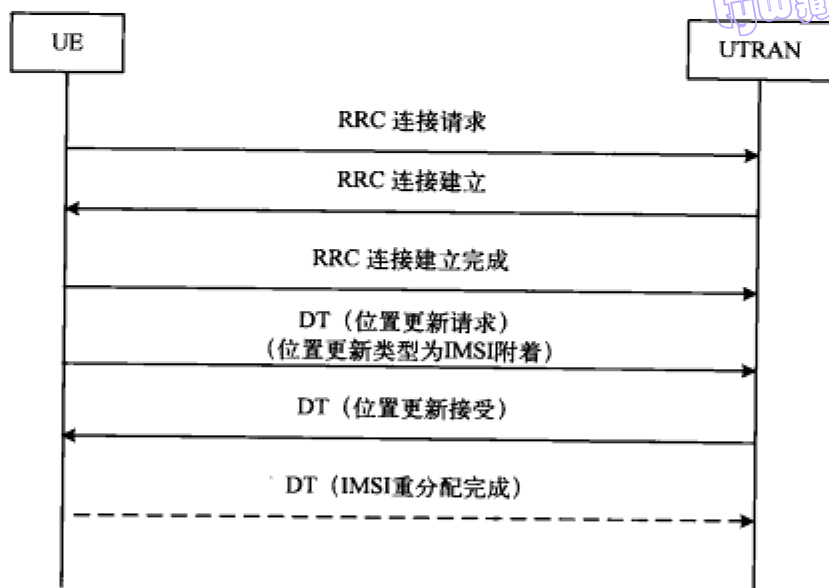


图 5-27 IMSI 附着流程



图 5-28 IMSI 分离

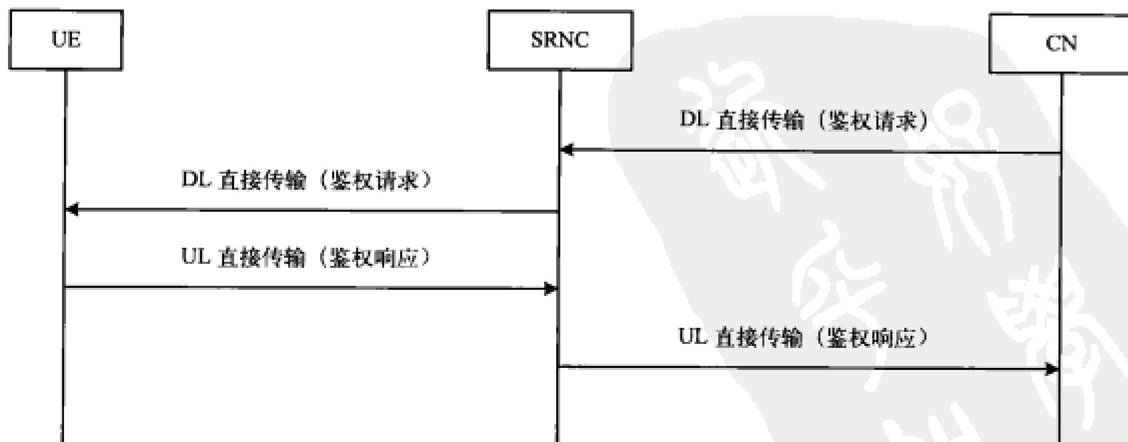


图 5-29 鉴权

（1）网络侧在发起鉴权前，如果 VLR 中还没有鉴权参数，此时将首先发起到 HLR 取鉴权集的过程，并等待鉴权参数的返回。鉴权参数五元组的信息包含 RAND、XRES、AUTN、CK 和 IK。

（2）在检测到鉴权参数存在后，网络下发鉴权请求消息。此消息中将包含某个五元组的RAND和AUTN。用户UE对网络进行鉴权，如果接收，USIM卡将利用RAND来计算出CK、IK和签名XRES。如果USIM认为鉴权成功，在鉴权响应消息中将返回XRES。

（3）网络侧在收到鉴权相应消息后，比较鉴权响应消息中的XRES与存储在VLR数据库中的鉴权参数五元组的XRES，确定鉴权是否成功：成功则继续后面的流程，不成功则会发起异常处理流程，释放网络侧与UE间的连接，并释放被占用的网络资源和无线资源。

（4）在成功鉴权之后，UE将会把CK（加密密钥）与IK（一致性检查密钥）存放到USIM卡中。

通常，鉴权失败的原因有两种。第一，在UE对网络鉴权时，如果UE的USIM卡发现鉴权请求消息中的AUTN参数非法（MAC信息错误），UE会发送“拒绝鉴权”消息上报鉴权失败消息，原因值为“MAC 失败”。此时，网络侧将根据UE上报的用户标识来决定发起识别过程或是释放当前的流程。如果当前的标识为TMSI，就发起识别流程，检查UE的IMSI的合法性，然后再次发起鉴权流程。第二， UE的USIM卡检测到AUTN消息中的SQN的序列号错误，引起鉴权失败，原因值为“同步失败”。此时，网络侧的VLR将删除所有的鉴权参数，并发起到HLR的同步过程，要求HLR更新鉴权参数，网络再次发起鉴权过程。

4. 安全控制

安全模式控制过程是由网络侧用来向无线接入网侧发送加密信息的。在此过程中核心网的网络侧将与无线接入网协商，对用户UE进行算法加密，使得用户在后续的业务传递过程中使用此加密算法，并且在UE用户发生切换后尽可能仍使用此加密算法，即用于加密的有关参数会送到切换的目的RNC。如图5-30所示。

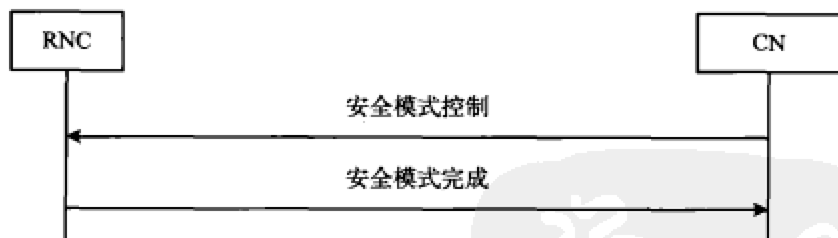


图5-30 安全控制

（1）CN向RNC发送要求加密的指令。

（2）RNC在收到CS CN的加密指令后，向测试终端发送加密指令，启动加密。

5. TMSI重分配的过程

TMSI（临时移动用户识别码）是由位置区号（LAI）和临时分配给指定用户的一串数字组成的。TMSI由MSC/VLR管理，当UE首次在一个位置区注册时分配给它，并在UE离开该位置区时注销。TMSI被用来唯一识别一个位置区的UE，取代IMSI在无线信道中的传输，从而防止第三方通过窃听无线信道上的信号而识别并跟踪移动用户。TMSI与IMSI（国际移动用户标识）的对应关系存放在管理UE当前访问位置区的VLR中，最新分配的TMSI也将存放于UE的SIM卡中。TMSI重分配的实现在用户位置更新和呼叫建立及补充业务等过程都可以执行。

在位置更新时进行的TMSI重分配流程，是与位置更新接受融合在一起的，如图5-31所示。



图 5-31　TMSI 重分配

5.5　分组域信令流程

5.5.1　会话控制

分组域会话管理流程包括PDP上下文激活流程、PDP上下行去激活流程以及PDP上下文修改流程。PDP上下文去激活释放过程包括Iu连接的释放和RRC连接的释放。

1. PDP上下文激活流程

对一个UE发起的PDP上下文激活过程（见图5-32）来说，如果之前UE没有建立RRC连接，先建立RRC连接，再通过初始直传建立传输NAS消息的信令连接，最后建立RAB。

网络发起的PDP上下文激活过程包括了寻呼过程，在接入层内与主叫过程很类似，其他区别主要体现在NAS消息上。

信令流程如下，其中（1）~（6）为建立RRC连接，（7）~（12）为初始直接传输/上下行直接传输，（13）~（16）为安全模式控制，（17）~（29）为RAB建立过程。

（1）UE 在 CCCH 上向 RNC 发送 RRC 连接请求，发起 RRC 连接建立过程。

（2）RNC 准备建立 RRC 连接，分配建立 RRC 连接所需要的资源，并向 NodeB 发送一条 RL 建立请求。

（3）Node B 配置物理信道，在新的物理信道上准备接收 UE 消息，并给 RNC 发送一条 RL 建立响应消息。

（4）RNC 通过 ALCAP 协议，建立 Iub 数据传输承载，并建立同步关系。

（5）RNC 在 CCCH 上向 UE 发送 RRC 连接建立消息。

（6）UE 在 DCCH 上向 RNC 发送 RRC 连接建立完成消息。

（7）UE 在 DCCH 上给 RNC 发送一条初始直接传输消息。

（8）RNC 初始到 CN 的信令连接，并发送一条初始 UE 消息给 CN，通过初始直接传输过程后，可使用该信令连接传输 UE 和 CN 之间的 NAS 消息。

（9）CN 向 RNC 发送 RANAP 消息“直接传输”。

（10）RNC 向 UE 发送“RRC 下行直接传输”消息。

（11）UE 向 RNC 发送“RRC 上行直接传输”消息。

（12）RNC 向 CN 发送 RANAP“直接传输”消息。

（13）CN 向 RNC 发送 RANAP 消息“安全模式命令”。

（14）RNC 在下行 DCCH 上向 UE 发送“RRC 安全模式命令”，开始/重启加密过程。

（15）UE 成功应用新的加密方式后，在上行 DCCH 上向 RNC 发送“RRC 安全模式完成”消息。

（16）RNC 向 CN 发送 RANAP 消息“安全模式完成”。

（17）~（18）上行的直接传输过程，NAS 发起激活 PDP 上下文请求。

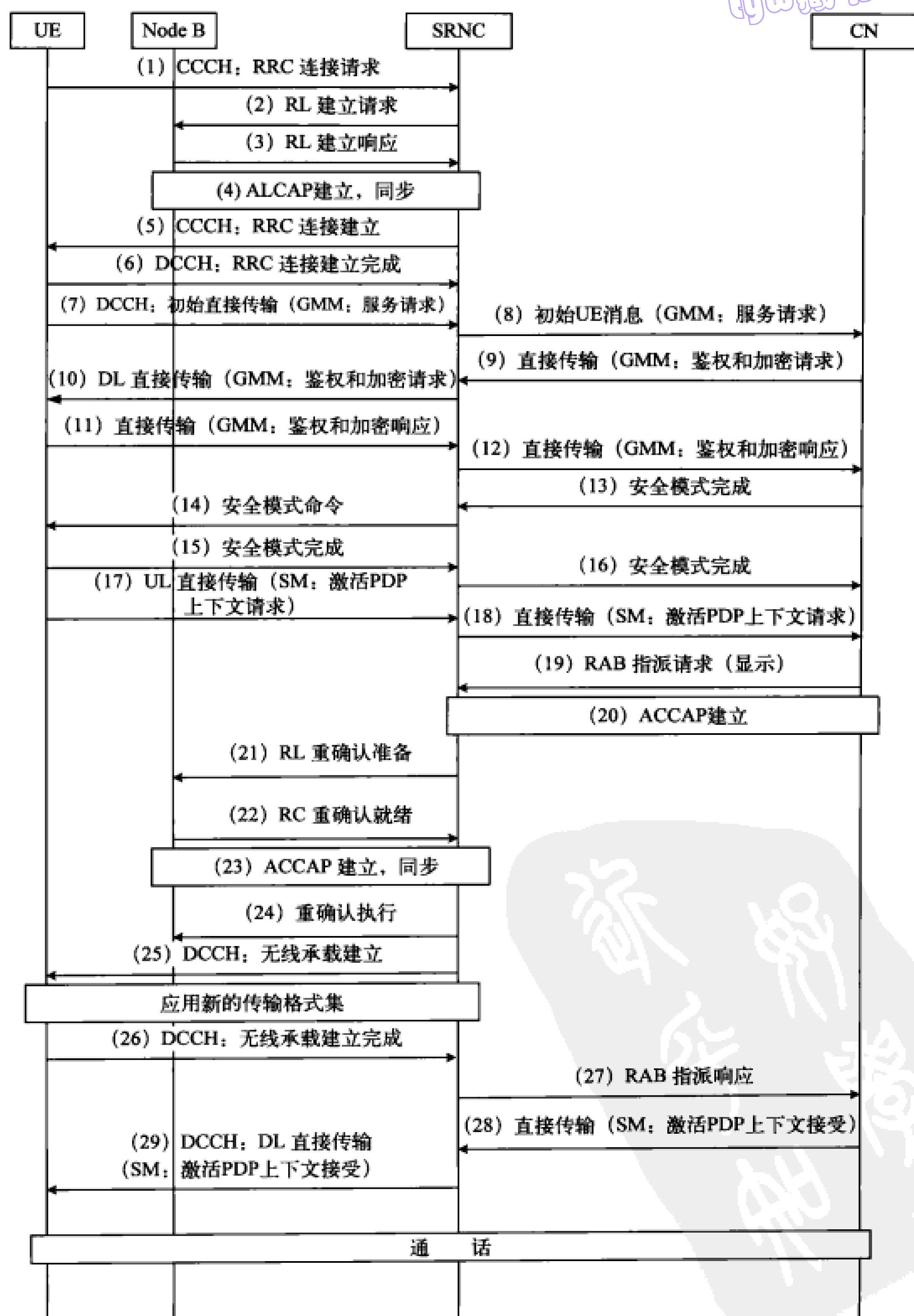


图 5-32 UE 发起的 PDP 上下文激活流程

(19) CN 向 RNC 发送 RANAP 消息“命令 ID”。

(20) CN 向 RNC 发送 RANAP 消息“RAB 分派请求”，发起 RAB 建立过程。

(21) RNC 要求其 Node B 准备建立 DCH 来承载 RAB。

(22) Node B 配置资源并通知 RNC 准备完毕。

(23) RNC 通过 ALCAP 协议建立 Iub 数据传输承载，利用 AAL2 绑定标识将 Iub 数据传输承载绑定到 DCH，并建立同步关系。

(24) RNC 向 Node B 发送 NBAP 消息“RL 重配置执行”。

(25) RNC 向 UE 发送 RRC 消息“无线承载建立”。

(26) UE 向 RNC 发送 RRC 消息“无线承载建立完成”。

(27) RNC 向 UE 发送 RANAP 消息“无线访问承载指派响应”。

(28) ~ (29) 进行下行的直接传输过程，由 CN 向 UE 发送“激活 PDP 上下文接受”消息。PDP 上下文激活完成，UE 和网络进行包数据通信。

如果是网络侧发起 PDP 上下文激活，网络侧通过寻呼消息要求 UE 建立 RRC 连接。然后，在网络侧会有直传消息“请求 PDP 上下文激活”通过，此消息主要包含网络所提供的 PDP 地址和 APN。UE 接受了该请求后，向 CN 发送直传消息“激活 PDP 上下文请求”。此后的过程和 UE 发起 PDP 上下文激活的过程相同。

2. PDP 上下文去激活功能

图5-33说明了UE发起PDP上下文去激活的流程。

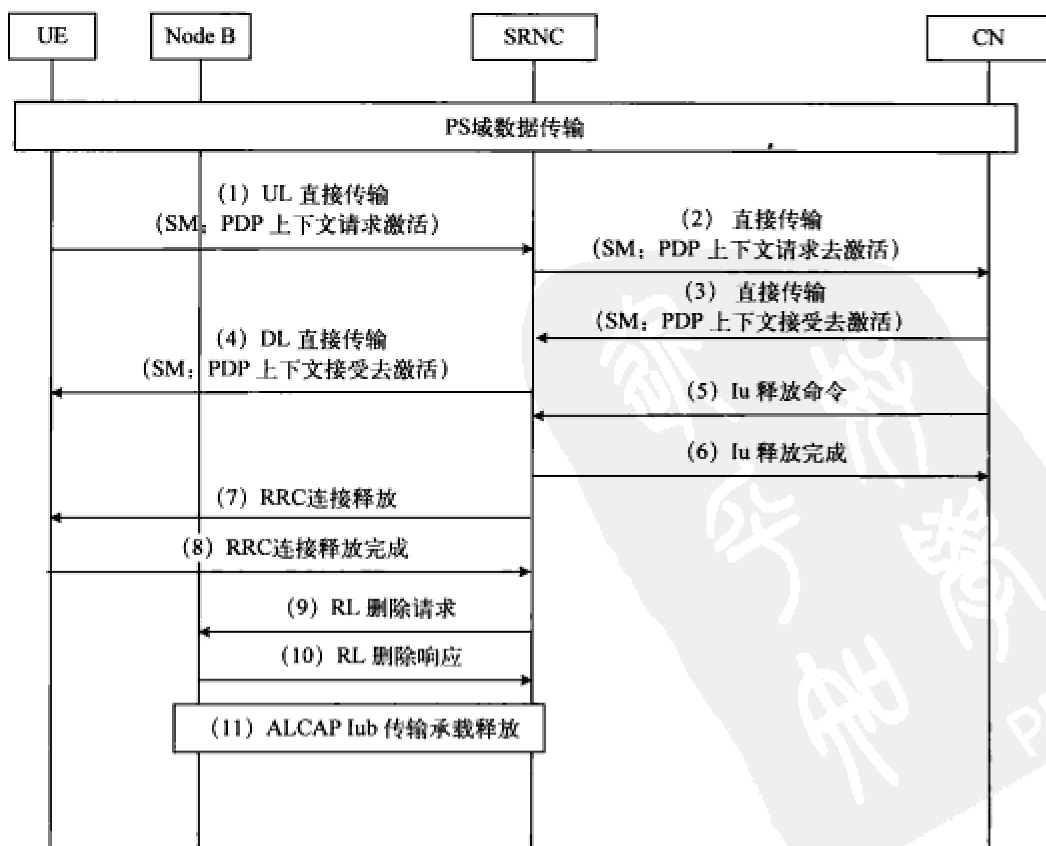


图 5-33 UE 发起的 PDP 上下文去激活流程

信令流程中，（1）～（4）为直接传输，（5）～（11）为释放RRC连接。

（1）～（4）UTRAN 直接传输 UE 与 CN 之间的 NAS 消息（包括去激活 PDP 上下文请求和接受等）。

（5）CN 通过给 RNC 发送 RANAP 消息“Iu 释放命令”发起专用信道的释放过程。

（6）RNC 向 CN 回送 RANAP 消息“Iu 释放完成”。

（7）RNC 向 UE 发送 RRC 消息“RRC 连接释放”来释放该 RRC 连接。

（8）UE 向 RNC 回送 RRC 消息“RRC 连接释放完成”确认 RRC 连接的释放。

（9）RNC 向 Node B 发送 NBAP 消息“RL 删除”。

（10）Node B 向 RNC 回送 NBAP 消息“RL 删除响应”。

（11）Node B 通过 ALCAP 协议释放与 RNC 的 Iub 传输承载。

5.5.2 移动性管理

用户的移动性和对移动性的自动管理是移动通信网络的基础，因此移动性管理（MM）是移动通信网络中必不可少的逻辑功能。在继承了 GSM 的基本特征（即通过对用户状态和位置数据的管理来支持用户的移动性）的基础上，还引入新的功能实体（SGSN 和 GGSN）。

PS 域的移动性管理有以下特点。

（1）MM 的相关信息主要存储在 SGSN 和 UE 中，同时 HLR 和 GGSN 中也有相关内容。

（2）PMM-IDLE、PMM-ACTIVE、PMM-INACTIVE 3 种状态的引入，使 PS 域的移动性管理呈现出相当的复杂性。

（3）PS 域中 PMM 的相关定时器与 GSM 有明显的关联性和继承性，但其功能实现和参数设置必须考虑网络运行模式的不同要求。

PS 域的移动性管理流程主要包括附着过程、分离过程和路由区更新过程等。

1. GPRS 附着流程

在 USIM 卡存在时，开机后的 UE 会马上进行网络选择，驻留到一个合适的小区中。接着 UE 会接收这个小区广播系统消息，并通过 SYS_INFO_IND 消息告诉 PMM 当前的网络操作模式、路由区（RA）标识以及分组域是否提供服务。PMM 则根据网络操作模式判断发起哪一种附着请求：分组域的附着请求（GPRS 附着），电路域的附着请求（IMSI 附着），联合附着请求。其中联合附着同时完成前两者的功能。图 5-34 所示即为 GPRS 附着流程。

UE 通过向网络传送附着请求消息发起附着过程，并启动定时器 T3310。若 UE 中存有有效的 P-TMSI，发送的附着请求需要包含该消息，若没有，附着请求需要包含 IMSI 消息。网络端接收到附着请求后，确定是否允许用户的附着：允许，则返回附着接受消息，拒绝，则返回附着拒绝消息。UE 端接收到响应消息后会停止定时器 T3310 和重发次数计数器。假如返回的消息中含有 P-TMSI，以后的操作将采用该 P-TMSI，放弃原 PTMSI，若网络端没有响应且定时器 T3310 超时，就重发请求消息，重发次数计数器计数加 1，当重发次数累加达到预先设定的阈值时，停止附着请求过程；若网络端返回响应消息，UE 则将 T3310 和重发次数计数器复位。

2. GPRS 分离流程

分离过程是附着过程的逆过程，既可以由 UE 发起也可以由网络端 SGSN 发起。UE 端发起的 GPRS 分离过程如图 5-35 所示。

UE 向网络端 SGSN 发送分离请求消息，并启动定时器 T3321，发起分离流程。分离请求消息中带有分离类型、关断标志、P-TMSI 和 P-TMSI 签名等消息。其中，分离类型指示将要进行何种类型的分离流程，是 PS 分离、IMSI 分离还是联合分离，关断标志指示 UE 的分离是否是

因为关机；P-TMSI 签名用来检查 UE 分离消息的合法性，如果 UE 的签名不合法或者分离消息不含签名，那么 SGSN 应该发起鉴权过程。

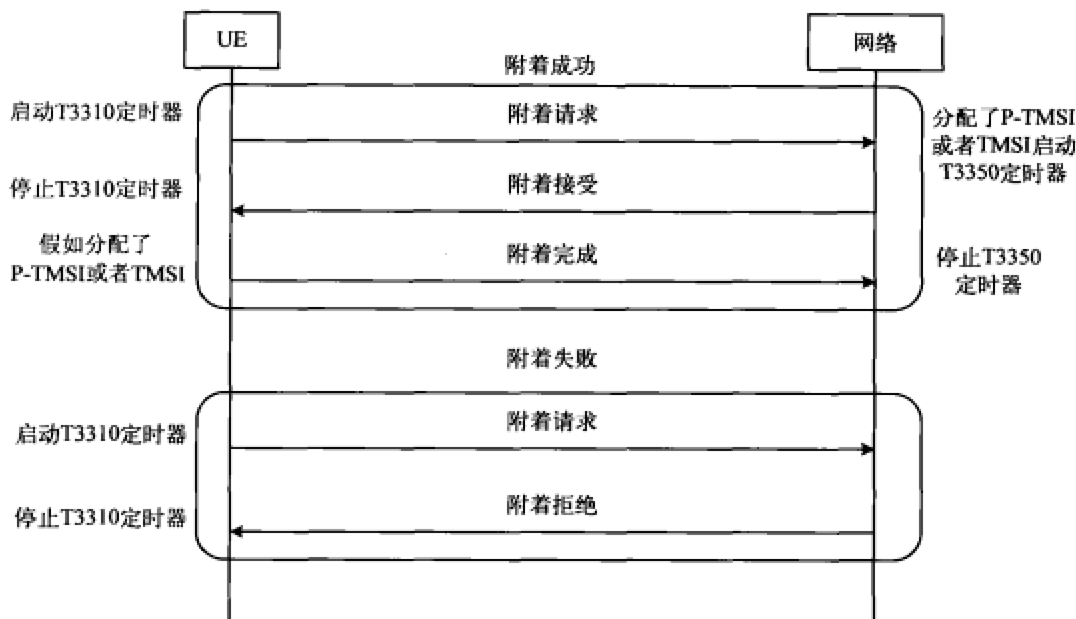


图 5-34 GPRS 附着流程

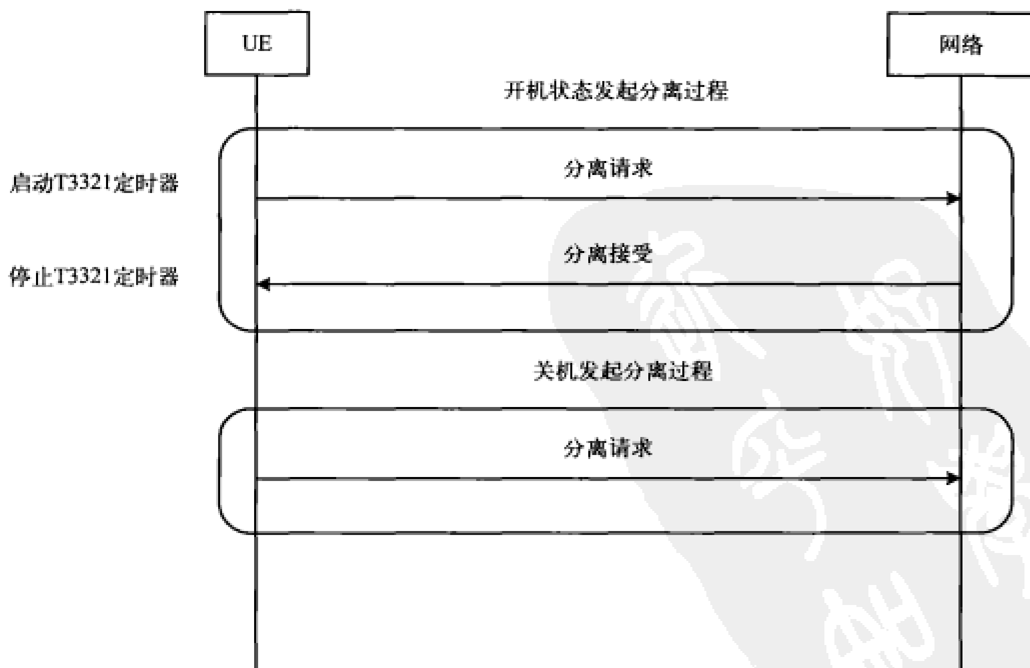


图 5-35 GPRS 分离流程

网络端 SGSN 接收到分离消息后，返回“分离接受”响应消息，同时通知 VLR 去除和 SGSN 的关联，即 VLR 不再通过 SGSN 进行寻呼和路由区更新。若已经存在 PDP 上下文，SGSN 需

要向 GGSN 发起 PDP 上下文的删除消息，并释放 PS 连接。若 UE 没有收到响应消息，而定时器 T3321 超时，那么 UE 需要重新发起分离过程。

网络端发起的分离过程与上述情况类似，不同的是 SGSN 发起的分离消息中包含的分离类型可以设定为分离后附着，也就是当分离成功后，UE 需要立即发起附着过程。

3. 路由区更新流程

路由区更新包括以下几种类型。

（1）路由区更新：由路由区改变所引起。

（2）周期性路由区更新：由周期性路由区更新定时器超时引起。

（3）联合路由区更新：由 RA 和 LA 同时进行改变引起。

（4）联合路由区更新伴随 IMSI 附着：在 RA 和 LA 同时进行改变时进行 IMSI 附着。

路由区更新流程见图 5-36。

（1）如果没有 RRC 连接，先建立 RRC 连接。用户发送路由区更新请求消息（带有 P-TMSI、原 RAI、跟随请求、路由更新类型等参数）给新的 SGSN。如果用户有上传的信令或数据，跟随请求应该被置上。RNC 应该将消息转发给 SGSN 前加上用户所在位置所属的路由区标识（包括路由区编码 RAC 和位置区编码 LAC）。

（2）如果路由区更新是跨越 SGSN 的，并且用户处于 PMM-IDLE 状态，那么新 SGSN 发送 SGSN 上下文请求消息（带有用户原 P-TMSI、原 RAI、原 P-TMSI 签名）给原 SGSN，以得到用户的 MM 上下文和 PDP 上下文。原 SGSN 将检验用户的 P-TMSI 和签名，如果不匹配，回应合适的原因值。这将导致新 SGSN 发起安全流程。如果安全流程鉴权通过，新 SGSN 应该发送 SGSN 上下文请求消息（带有 IMSI、原 RAI、用户已验证标志）给原 SGSN。如果用户的签名合法或者经过新的 SGSN 鉴权成功，原 SGSN 回应 SGSN 上下文响应消息（原因、IMSI、MM 上下文、PDP 上下文）。如果用户在原 SGSN 中未知，原 SGSN 回应以适当的原因值。

（3）此处可以进行鉴权流程。如果鉴权失败，路由更新请求将被拒绝，新 SGSN 会发送拒绝指示给原 SGSN。

（4）如果是SGSN间的路由区更新，新SGSN应该发送SGSN上下文确认消息给原SGSN。原SGSN在它的上下文中标记MSC/VLR关联、GGSN和HLR中的信息为非法。如果路由更新未完成并且回到原SGSN，那么将引起MSC/VLR、GGSN、HLR被刷新。

（5）如果是 SGSN 间的路由更新，并且用户处于 PMM-IDLE 状态，新 SGSN 将发送修改的 PDP 上下文请求消息（新 SGSN 地址、协商的 QoS 等）给相关的 GGSN。GGSN 更新它的 PDP 上下文，回应修改 PDP 上下文响应消息给 SGSN。

（6）如果是 SGSN 间的路由区更新，SGSN 以“更新位置”消息（SGSN 号码、SGSN 地址、IMSI）通知 HLR SGSN 的改变。

（7）如果是SGSN间的路由区更新，HLR发送“取消位置”（带有IMSI、取消类型）消息给原SGSN，取消类型设置为“更新过程”。原SGSN以“取消位置确认”消息（带有IMSI）向HLR进行确认。

（8）如果是SGSN之间的路由区更新，HLR发送插入签约数据消息（带有IMSI GPRS签约数据）给新SGSN，新SGSN证实用户存在于新的路由区中，如果签约数据限制用户在此路由区附着，SGSN应该拒绝用户的附着请求，带以恰当的原因值，同时可以回应插入用户签约数据确认消息给HLR。如果签约数据检查由于其他原因失败，SGSN应该拒绝用户附着请求，并带上合适的原因值，同时回应HLR插入用户签约数据确认消息（带有IMSI、原因值）。如果所有签约数据检查通过，SGSN为用户构造MM上下文，同时回应HLR插入用户签约数据确认消息（带有

IMSI)。

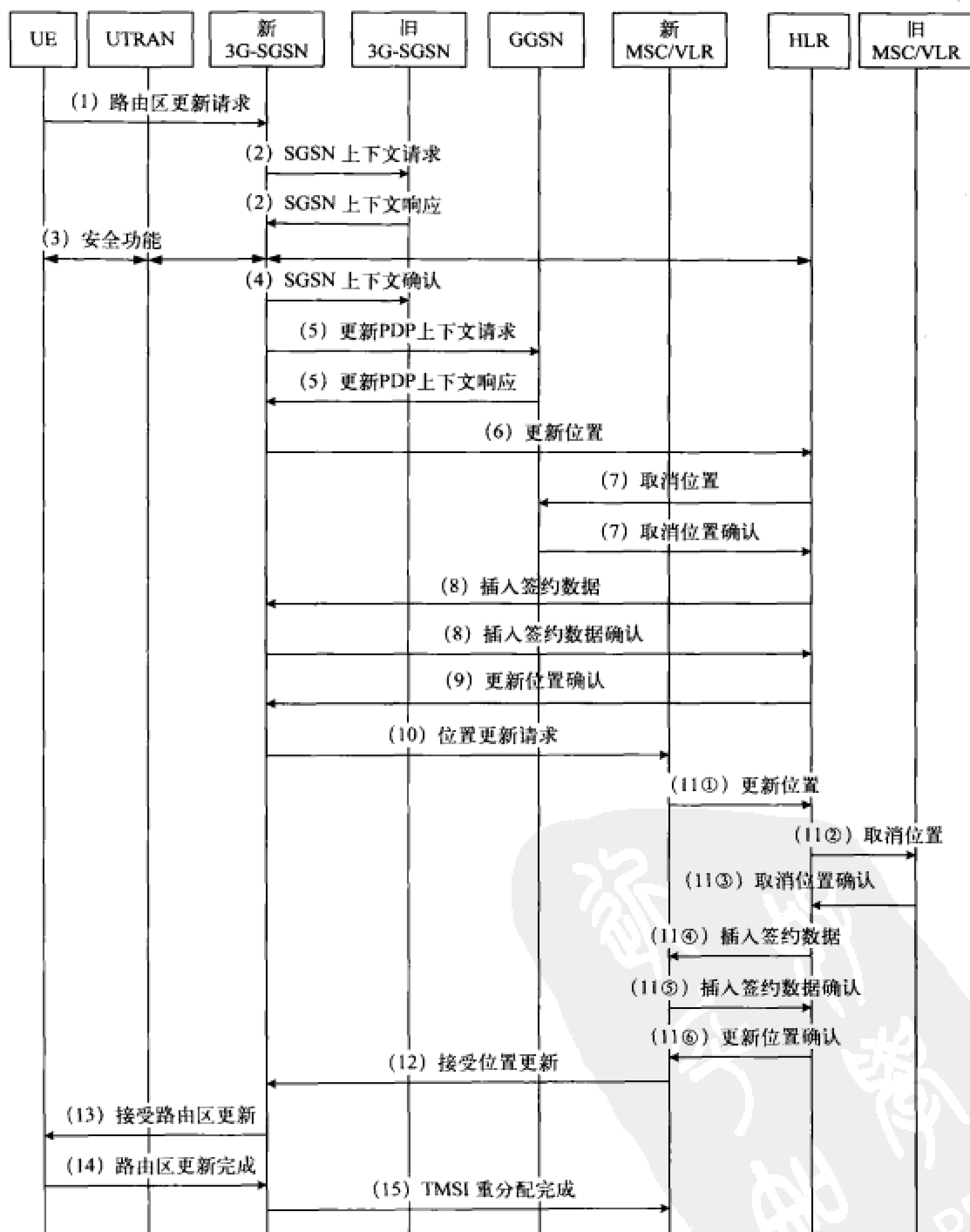


图 5-36 路由区更新

(9) 如果是SGSN间的路由区更新，HLR在删除旧的MM上下文和插入新的MM上下文完成后，发送“更新位置确认”消息给SGSN，确认SGSN的“更新位置”消息。

(10) 如果路由更新类型是联合路由更新伴随IMSI附着，或者位置区发生改变，SGSN和VLR之间的关联必须建立。新SGSN向VLR发送“位置更新请求”消息（带有新的位置区标识、IMSI、SGSN号码、位置区更新类型）。如果路由区更新类型是联合路由区更新伴随IMSI附着，位置区更新类型应该指示IMSI附着，否则位置区更新类型应该指示正常。位置区更新VLR的号码是通过以RAI查询SGSN中的表得到。SGSN在上面的步骤（8），即收到HLR的第一次插入用户签约数据消息时，就可以开始位置更新流程。通过存储SGSN号码，VLR创建或者更新同SGSN的关联。

(11) 如果在 VLR 中的用户签约数据被标记为未被 HLR 证实，新 VLR 将通知 HLR。HLR 删除原 VLR 的数据，插入用户签约数据到新的 VLR：

①新 VLR 向 HCR 发送“更新位置”消息（带有新的 VLR 号码）；

②HLR 向原 VLR 发送“取消位置”消息并删除原 VLR 中的数据；

③原 VLR 根据 “取消位置确认”消息确认是否带有 IMSI；

④HLR 向新的 VLR 发送插入用户签约数据消息；

⑤VLR 根据插入用户签约数据确认消息（带有 IMSI）确认；

⑥HLR 向新的 VLR 发送“更新位置确认”消息（带有 IMSI）。

(12) 新VLR分配新的TMSI，回应“位置更新接受”（带有VLR号码、TMSI）消息给SGSN，如果VLR没有改变，TMSI分配是可选的。

(13) 新 SGSN 证实用户存在于新的路由区中，如果签约数据限制用户在此路由区附着或者签约数据检查失败，SGSN 应该拒绝用户附着请求，带上合适的原因值。如果所有签约数据检查通过，SGSN 为用户构造 MM 上下文。新 SGSN 回应用户路由更新接受消息（带有 P-TMSI、VLRTMSI、P-TMSI 签名）。

(14) 用户以附着完成消息给 SGSN 确认新分配的 TMSI。

(15) 如果 TMSI 发生改变，SGSN 发送 TMSI 重分配完成消息给 VLR，确认重分配的 TMSI。如果附着请求不能被接受，SGSN 回送附着拒绝消息（带有 IMSI 原因）给用户。

5.6 切换流程

切换过程是移动通信区别于固定通信的一个显著特征之一。在如今的蜂窝结构的无线移动通信系统中，当正在使用网络服务的用户从一个小区移动到另外一个小区的过程时，为了保证通信的连续性，用户与原小区的通信链路要转移到新的小区，这就是切换过程。除此之外，一些别的原因（网络负载和操作维护等）也会触发切换流程。TD-SCDMA支持的切换类型包括硬切换和接力切换两种。

5.6.1 硬切换

与别的系统中的硬切换流程相比，TD-SCDMA系统中的硬切换同样采用了“先断后接”的流程。“断”指断开与原基站的专用信道的连接，“接”指建立与目标基站的专用信道的连接。在TD-SCDMA系统中，由于UE能够预先同目标小区建立同步，切换过程所用的时间将会大大减少，从而能够降低由切换引起的掉话率。

硬切换有两种算法：采用基于相对导频强度判决准则的切换流程，采用基于导频强度和信号质量相结合的判决准则的切换流程。

总的来说，硬切换主要分为3个过程：测量过程、决策过程和执行过程。

(1) 测量过程的主要功能是测量TD-SCDMA系统中切换要求的参数，并且过滤测量报告的

结果。测量的过程主要分为同频测量和异频测量。这个过程主要涉及测量报告的周期、式等参数。

（2）决策过程的主要功能是根据网络和业务等各方面要求配置相应的参数，并参考相应的阈值和测量结果给出切换判决结果，最终决定用户UE是否切换以及切换的目标小区。决策过程的设计具体体现了切换算法中的各种切换准则，同时也是对TD-SCDMA系统特点的具体反映。

（3）执行过程的主要功能是当决策过程已经判决了用户UE需要进行相应的切换的时候，通过RNC与用户UE的信令交互使用户UE与目标小区建立连接，并为用户UE分配相应的无线资源，从而完成切换流程。

当UE在不同RNC之间发生硬切换时，将同时伴随重定位，一般把这种重定位叫作硬切换伴随重定位。根据硬切换发生涉及的范围，本书将硬切换分成发生在接入网内部的硬切换和伴随CN变化的联合硬切换。下面就介绍这两种硬切换。

1. 接网内的硬切换

接入网内的硬切换，也称Iur接口硬切换，顾名思义，网络发生的硬切换仅发生在接入层不同的RNC之间，和核心网没有关系。

处于CELL-DCH状态的UE通过Iur接口进行硬切换的信令流程，如图5-37所示。

（1）SRNC通过Iur接口向目标RNC发送RNSAP无线链路建立请求。主要参数有小区标识、传输格式集、传输格式组合集、频率、时隙、信道码和功率控制信息。

（2）目标RNC分配RNTI和无线资源，通过Iub接口向目标Node B发送无线链路建立请求。

（3）目标Node B分配资源，启动物理层接收，向RNC返回无线链路建立响应消息。主要参数有信令连接UE和传输层地址信息。

（4）目标RNC采用ALCAP协议，发起Iub接口数据传输承载的建立过程。

（5）目标RNC通过Iur接口，向SRNC发送无线链路建立响应消息。

（6）SRNC采用ALCAP协议，发起Iur接口数据传输承载建立过程。

（7）SRNC通过Uu接口向UE发送物理信道重配置消息。

（8）UE断开旧的无线链路，并从新建无线链路接入。源Node B检测到无线链路失败，通过Iub接口向CRNC发送无线链路失败指示。

（9）源RNC通过Iur接口向SRNC发送无线链路失败指示。

（10）UE建立与目标RNC之间的无线连接并分配必要的无线资源后，通过Uu接口在专用控制信道上向SRNC返回物理信道重配置完成消息。

（11）SRNC通过Iur接口向源RNC发送无线链路删除请求消息。

（12）源SRNC通过Iub接口向源RNC发送无线链路删除请求消息。

（13）源Node B释放无线资源成功后，返回无线链路删除响应消息。

（14）源RNC采用ALCAP协议发起Iub数据传输承载释放。

（15）源RNC完成释放后，向SRNC发送无线链路删除响应消息。

（16）SRNC采用ALCAP协议发起Iur数据传输承载的释放。通过Iur接口进行的后向硬切换过程结束。

2. 联合硬切换

联合硬切换不仅发生在接入网，并且还涉及核心网，所以称为联合硬切换。

如图5-38所示，处于CELL_DCH状态的UE与CN的CS域和PS域有连接，通过CN域在不同的RNC之间进行联合硬切换，并伴随SRNC重定位的信令流程。

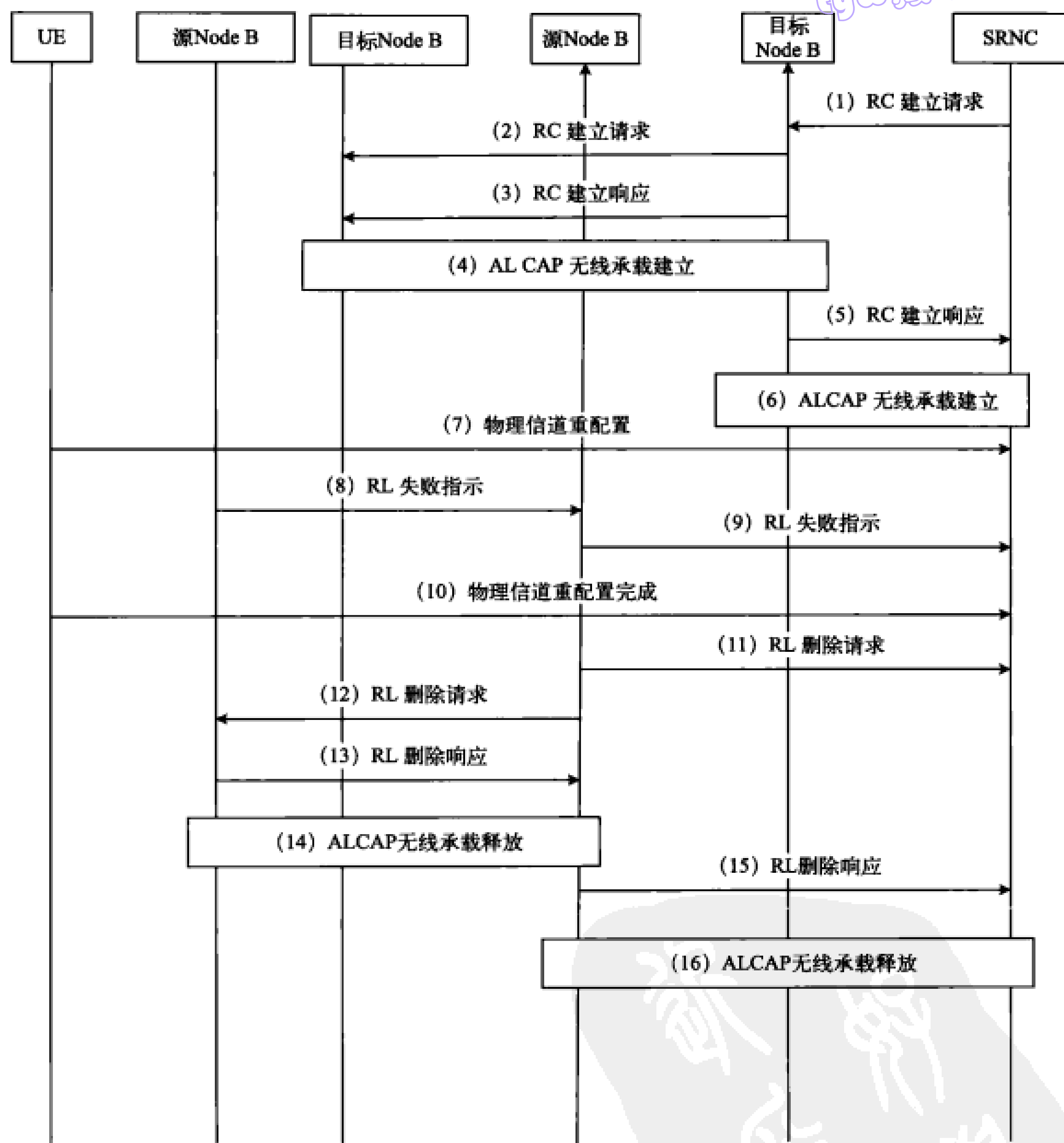


图 5-37 硬切换的信令流程

(1) 和 (2) 源 RNC 决定进行硬切换伴随重定位，联合硬切换流程启动。源 RNC 向 CN 的两个域分别发送要求重定位消息，两个 CN 节点接收到消息后，各自进行切换准备。

(3) 和 (4) CN 节点准备好后，向各自的目标 RNC 发送重定位请求消息，请求分配资源。目标 RNC 为即将发生的硬切换准备必要的无线链路资源。

(5) 目标 RNC 和 MSC 为与该 MSC 相关的 RAB 建立新的 Iu 传输承载。

(6) 目标 RNC 为 RRC 连接和无线链路分配 RNTI 和无线资源，向目标 Node B 发送无线链路建立请求消息。

(7) 目标 Node B 分配资源，启动物理层接收，并向目标 RNC 发送无线链路建立响应消息。

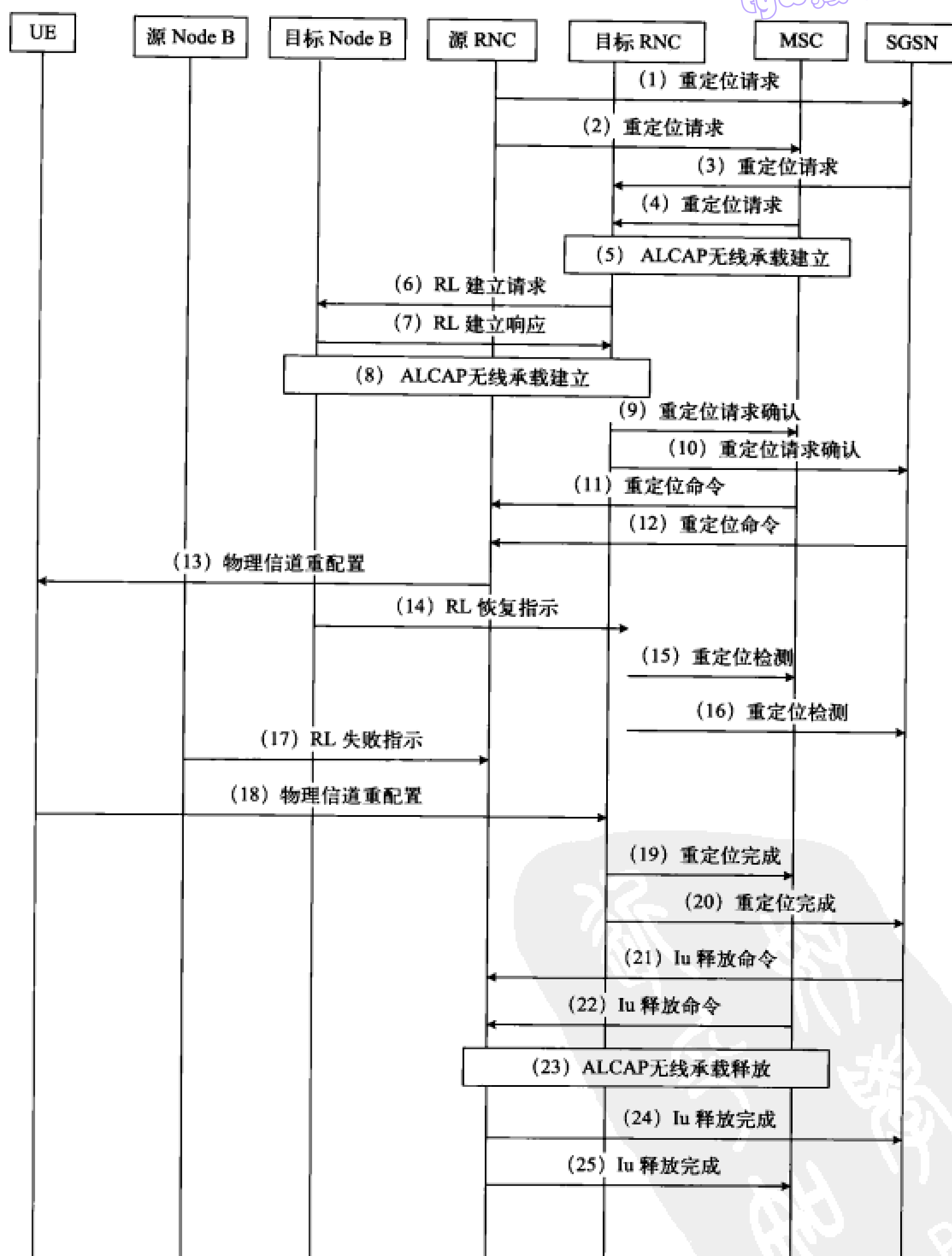


图 5-38 联合硬切换的信令流程

(8) 目标 RNC 采用 ALCAP 协议发起 Iub 数据传输承载建立过程。

(9) 和 (10) 目标 RNC 准备结束，两个 CN 节点各向源 RNC 发送一条重定位命令。

（11）和（12）CN 准备好 SRNC 重定位，两个 CN 节点各向源 RNC 发送一条重定位命令。

（13）源 RNC 向 UE 发送一条物理信道重配置消息，启动 UE 开始进行切换过程。该消息中包含 UE 新配置的物理信道参数。

（14）～（16）目标 Node B 检测到空中接口上的无线链路同步，向目标 RNC 发送无线链路恢复指示，触动目标 RNC 向 MSC、SGSN 发送迁移检测消息。

（17）当 UE 从旧无线链路切换到新无线链路后，源 Node B 检测到旧无线链路失败，向源 RNC 发送无线链路失败指示。

（18）～（20）UE 物理信道重配置成功后，向目标 RNC 发送物理信道重配置完成消息。触发目标 RNC 向 MSC、SGSN 发送迁移完成消息。

（21）～（22）MSC、SGSN 节点向源 RNC 发送 Iu 释放命令，开始对原来的 Iu 接口进行连接释放。

（23）～（25）源 RNC 接收到来自 CN 节点的释放请求后，给 CN 发送 Iu 释放完成消息，并释放所有与该 RRC 连接相关的 RNC 资源，硬切换结束。

5.6.2 接力切换

接力切换（Baton Handover）是 TD-SCDMA 移动通信系统的核心技术之一。其设计思想是利用 TDD 系统特点和上行同步技术，在切换测量期间，利用开环技术进行并保持上行预同步，即 UE 可提前获取切换后的上行信道发送时间、功率信息，在切换期间，可以不中断业务数据的传输，从而达到减少切换时间、提高切换的成功率、降低切换掉话率的目的。

在实际网络中，网络发送的切换消息中是否存在 FPACH 消息可以用来区分接力切换和硬切换。由于接力切换中含有 FPACH 消息，所以 UE 在进行 RRC 连接建立之前不需要进行上行同步过程，UE 可以从 FPACH 消息中提前获取切换后的上行信道发送的时间和功率。接力切换流程如图 5-39 所示。

（1）RNC 根据测量报告进行切换判决，确定目标小区，确定使用接力切换。

（2）RNC 向目标小区所在的 Node B 发送无线链路建立请求消息，启动无线链路建立过程。

（3）目标小区所在的 Node B 向 CRNC 发送无线链路建立完成消息。主要参数有小区标识、传输格式集、传输格式组合集、频率、时隙、信道码和功率控制信息。

（4）RNC 采用 ALCAP 协议建立 RNC 和 Node B 的 Iub 接口传输承载，并且进行 FP 同步。

（5）RNC 向 Node B 发送控制帧 DCH-FP 下行同步请求，Node B 完成之后回复控制帧 DCH-FP 上行同步消息，表示 Node B 和 RNC 之间的 Iub 数据传输承载建立同步。

（6）RNC 通过下行 DCCH 信道向 UE 发送无线承载重配置消息，该消息中包括了 FRACH 消息，此时网络在给原基站发送下行数据的同时也给目标基站发送下行数据，在一段时间内两条链路并发数据，可以保证 UE 能够成功接收。

（7）UE 收到物理信道重配置消息后，向目标小区用开环功率控制和开环同步控制方式发射上行信息。UE 将根据制定的目标基站的数据重新进行测量，获得 UE 至此目标基站的链路损耗及到达时间。

（8）UE 在成功切换到目标小区后，通过 DCCH 向 CRNC 发送无线承载重配置完成消息。

（9）为了在合适的时间内收回系统资源，RNC 在发出物理信道重配置信令后需要启动保护定时器 T_1。如果切换成功且收到物理信道重配置完成的信令，RNC 继续发出信令释放配置在原小区的链路资源；如果切换失败且收到物理信道重配置失败的信令，RNC 继续发出信令释放配置在目标小区的链路资源；由于某种异常情况 RNC 在 T_1 超时之后仍未收到 UE 的任何信息，

例如当用户突然中断，RNC 将发出信令释放配置在原小区和目标小区的链路资源。

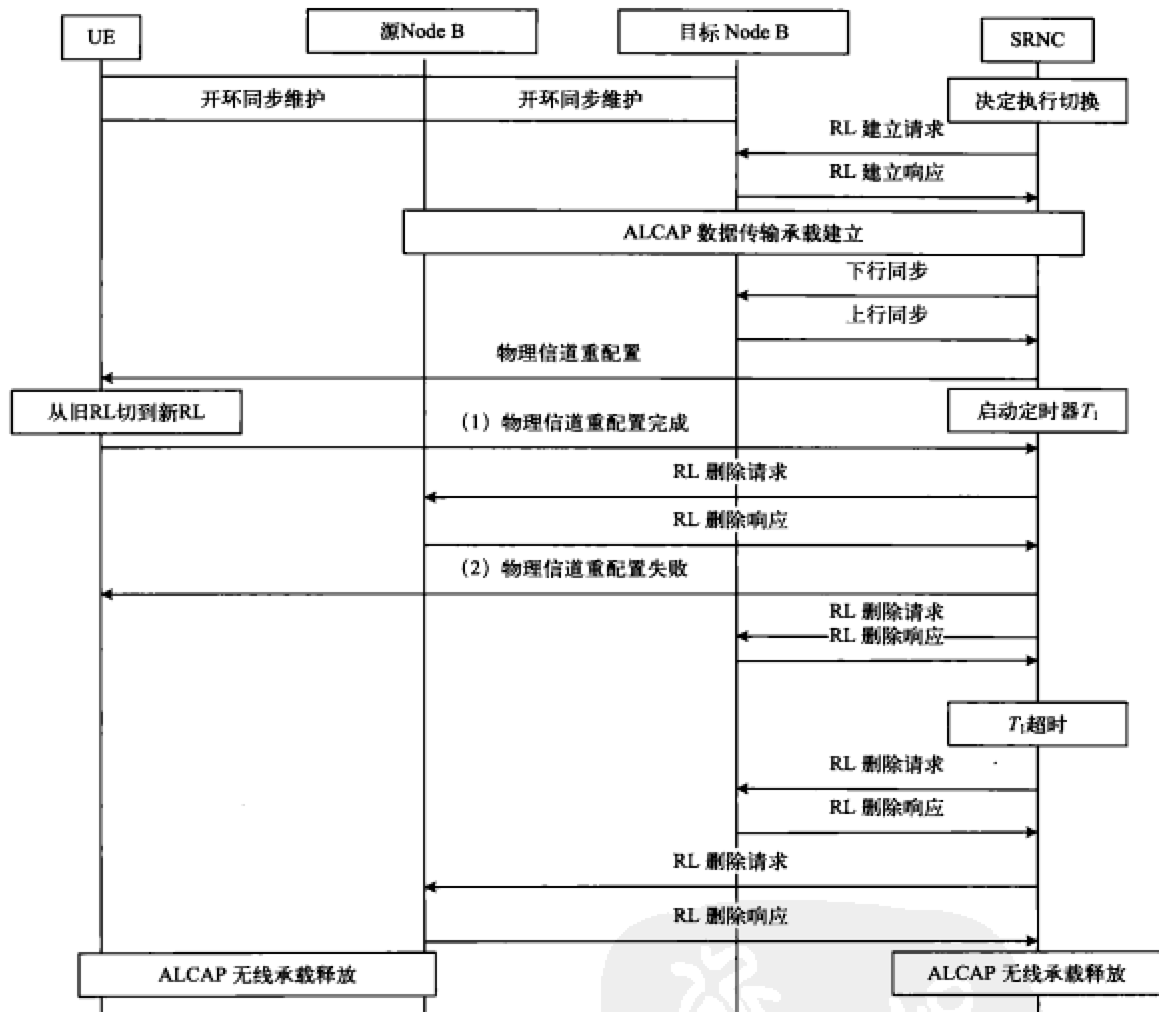


图 5-39 接力切换信令流程

参考文献

[1] 段红光，毕敏，罗一静. TD-SCDMA第三代移动通信系统协议体系与信令流程.人民邮电出版社，2007.

[2] 彭木根，王文博等. TD-SCDMA移动通信系统（第2版）. 机械工业出版社，2007.

[3] 3GPP TS25.123 v7.4.0. Requirements for support of radio resource management (TDD)，2007.

[4] 3GPP TS25.303 Interlayer procedures in Connected Mode，2002.

[5] 3GPP TS25.413 UTRAN Iu interface RANAP signaling，2003.

[6] 3GPP TS33.102 3G Security; Security Architecture，2002.

[7] 3GPP TS33.103 3G Security; Intergration guidelines，2001.

第6章　TD-SCDMA关键技术

TD-SCDMA 系统采用了很多先进的关键技术[1]，如联合检测、动态信道分配、智能天线、软件无线电等。这些技术形成了 TD-SCDMA 系统的独有优势，极大地提高了系统性能。本章将具体介绍 TD-SCDMA 系统中的这些关键技术。

6.1　联合检测

在 TD-SCDMA 移动通信系统中，必须抵抗两种类型的干扰。第一种是由于不同的用户同时共享同一频段的带宽和相应时隙而产生的多址接入干扰（MAI，Multiple Access Interference）；第二种是由于信道特性的不理想而引起的符号间干扰（ISI，Inter Symbol Interference）。2G 时代的 CDMA 接收机通常把 MAI 当成背景噪声，一般只考虑 ISI 的消除，比如只采用 Rake 接收机。而在 3G 系统特别是上行系统中，需要更高的系统性能，可以充分利用系统已知的码信息，引入联合检测（JD，Joint Detection）来消除这两种干扰。联合检测[2~3]算法可以将 MAI 和 ISI 一并考虑，同时消除。如果能够消除每个用户相对于其他用户的干扰，那么系统容量会得到很大的提高，并且理论上能够消除远近效应。在 TD-SCDMA 中，由于使用上行同步技术和上行码字数有限，联合检测在系统中的实现复杂度大大下降，这也是 TD-SCDMA 能引入联合检测算法的根本原因。

联合检测的低复杂度算法主要包括两种：迫零线性均衡（ZF-BLE，Zero Forcing Block Linear Equalization）和最小均方误差线性均衡（MMSE-BLE，Minimum Mean Square Error Block Linear Equalization）。其中 ZF-BLE 算法可以通过块傅里叶算法和 Overlap-save 技术降低计算复杂度，称为改进的 ZF-BLE 算法。MMSE-BLE 算法则通过 Block-Toeplitz 结构简化其计算量，称为改进的 MMSE-BLE 算法。

信道估计是联合检测的重要组成部分，信道估计的好坏直接影响系统的性能。在 TD-SCDMA 系统中，信道冲激响应的估计是利用训练序列码进行的。上述 ZF-BLE 和 MMSE-BLE 及二者的改进算法均需要信道估计的结果作为输入。联合检测各个部分的逻辑关系如图 6-1 所示。

6.1.1　系统模型

在采用线性数据调制和解调的 TD-SCDMA 系统中，假设同一个频率及同一个时隙内，有 K 个用户传输有限长度的数据，其中第 k 个用户发送的经过线性数字调制后长度为 N 的数据用 $\boldsymbol{d}^{(k)}$ 表示；该用户的扩频码序列由长度为 Q 的向量 $\boldsymbol{c}^{(k)}$ 表示；其信道冲激响应由长度为 W 的向量 $\boldsymbol{h}^{(k)}$ 表示。联合检测的离散时间基带模型如图 6-2 所示。

接收机接收到的总信号 $\boldsymbol{e}$ 为 K 个序列的集合，每个序列的长度为 $NQ+W-1$，可以表示如下：

$$\boldsymbol{e}=(e_1,e_2,\cdots,e_{NQ+W-1})^T=\boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{d}+\boldsymbol{n} \tag{6-1}$$

其中，n为噪声，$\boldsymbol{B}$ 为系统传输矩阵，由K个用户的扩频码序列 $\boldsymbol{c}^{(k)}$ 及信道冲激响应 $\boldsymbol{h}^{(k)}$ 决定。

式（6-1）就是 TD-SCDMA 系统多址接入的矩阵和向量表达方式，联合检测的目的就是根

据式（6-1）中的 $\boldsymbol{B}$ 和 $\boldsymbol{e}$ 估计出用户发送的 $\boldsymbol{d}$ 。

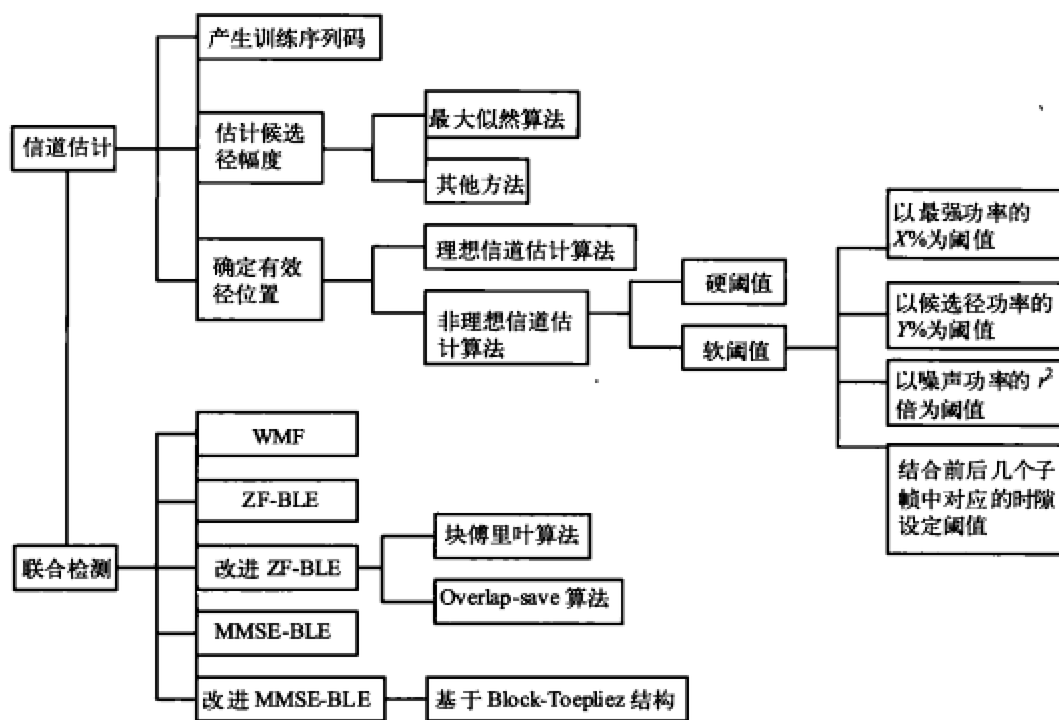


图 6-1　联合检测逻辑关系图

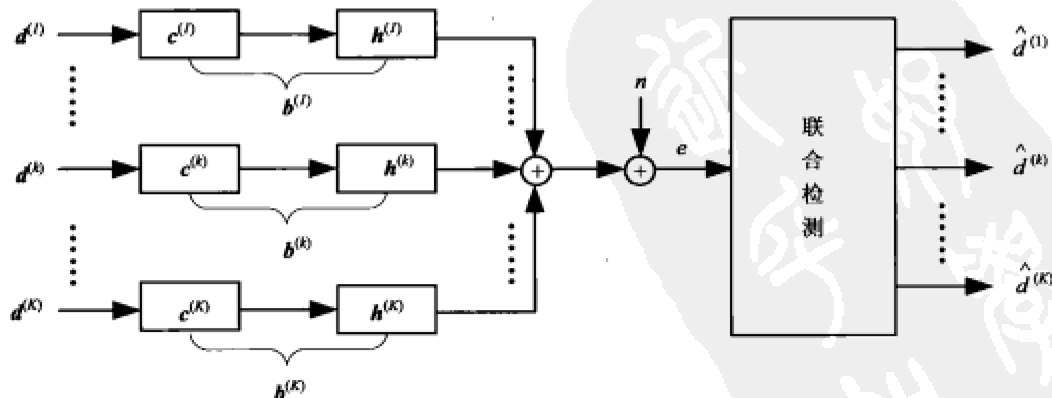


图 6-2　联合检测离散时间基带模型方框图

6.1.2　联合检测算法

由式（6-1）可知，若要检测出传输数据矢量 $\boldsymbol{d}$ ，必须知道系统传输矩阵 $\boldsymbol{B}$ 。因此联合检测算法的前提是能得到所有用户的扩频码序列 $\boldsymbol{c}^{(k)}$ 和信道冲激响应 $\boldsymbol{h}^{(k)}$ 。通常用户的扩频码序列

$c^{(k)}$ 在接收端为已知，因为在调度时，系统会通知用户用哪个码字。为了得到冲激响应 $h^{(k)}$，在 TD-SCDMA 系统的突发（burst）结构中专门定义了训练序列码。根据接收的训练序列码和已知的训练序列码，就可以估计出信道冲激响应，估计方法详见 6.2 节。

采用联合检测算法对接收信号进行检测，得到对用户发送符号的离散值估计。该过程表示如下：

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,JD}} = \boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}} \cdot \boldsymbol{e} \tag{6-2}$$

将式（6-1）代入式（6-2）可以得到：

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,JD}} = \boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}}\boldsymbol{B}\boldsymbol{d} + \boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}} \cdot \boldsymbol{n} \tag{6-3}$$

令 $\boldsymbol{F} = \boldsymbol{M}_{\mathrm{jd}}\boldsymbol{B}$ 可以得到：

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,JD}} = \mathrm{diag}(\boldsymbol{F}) \cdot \boldsymbol{d} + \overline{\mathrm{diag}(\boldsymbol{F})} \cdot \boldsymbol{d} + \boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}} \cdot \boldsymbol{n} \tag{6-4}$$

在式（6-4）中，第 1 项为期望信号，第 2 项为 MAI+ISI，第 3 项为噪声。由式（6-4）可知，线性联合检测算法的方向就是根据一定的准则选取 $\boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}}$ 矩阵，使得 MAI+ISI 和噪声对估计值的影响尽可能小。

根据选择 $\boldsymbol{M}_{\mathrm{JD}}$ 的准则不同，联合检测算法可分为两类：线性算法和判决反馈算法。判决反馈算法是在线性算法基础上经过一定的扩展得到的，是非线性的，通常计算复杂度较大。因此在实际应用中通常采用计算量较小、形式较为简单的线性算法。线性算法包括迫零线性均衡算法（ZF-BLE）和最小均方误差线性均衡算法（MMSE-BLE）[4]。

1. ZF-BLE

ZF-BLE 的核心思想是迫零滤波，使干扰为零，基于 Gauss-Markov 估计的 ZF-BLE 可以表示为使下式最小化。

$$(\boldsymbol{e} - \boldsymbol{A} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,ZF-BLE}})^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1} \cdot (\boldsymbol{e} - \boldsymbol{A} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,ZF-BLE}}) \to \min \tag{6-5}$$

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,ZF-BLE}} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1} \cdot \boldsymbol{A})^{-1} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1} \cdot \boldsymbol{e} = \boldsymbol{M} \cdot \boldsymbol{e} = \boldsymbol{d} + \boldsymbol{M} \cdot \boldsymbol{n} \tag{6-6}$$

其中 $\boldsymbol{M} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1} \cdot \boldsymbol{A})^{-1} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1}$ 可看作信道矩阵。

很显然，ZF-BLE 所得估计值中不含 ISI 和 MAI。这意味着消除了大部分的干扰，但与传统的匹配滤波器相比增强了噪声功率。当 $\boldsymbol{n}$ 是高斯白噪声，即协方差矩阵满足 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}} = \sigma^2\mathbf{I}$（I 为单位矩阵）时，ZF-BLE 所得估计值表示为：

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,ZF-BLE}}\big|_{\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}=\sigma^2\mathbf{I}} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{A})^{-1} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \cdot \boldsymbol{e} \tag{6-7}$$

2. MMSE-BLE

在 ZF-BLE 算法的基础上，人们提出了性能更高的 MMSE-BLE。MMSE-BLE 的基本思想是计算经线性变换的接收数据和传统检测器的软判决输出之间的均方差，并使之最小。MMSE-BLE 可表示为：

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,MMSE-BLE}} &= (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}^{-1})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1}\boldsymbol{e} \\ &= (\mathbf{I} + (\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{n}}^{-1}\boldsymbol{A})^{-1})^{-1}\boldsymbol{d}_{\mathrm{c,ZF-BLE}} \underline{\mathrm{def}}\, \boldsymbol{W}_0 \cdot \boldsymbol{d}_{\mathrm{c,ZF-BLE}} \\ &= \mathrm{diag}(\boldsymbol{W}_0) \cdot \boldsymbol{d} + \overline{\mathrm{diag}(\boldsymbol{W}_0)} \cdot \boldsymbol{d} + \boldsymbol{W}_0 \cdot \boldsymbol{M} \cdot \boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{6-8}$$

其中，$\boldsymbol{R}_n$ 是噪声协方差矩阵，$\boldsymbol{R}_d$ 是数据信号的协方差矩阵，$\boldsymbol{W}_0$ 为 wiener 估计器，等式右端第1项为希望得到的符号，第2项为 ISI 和 MAI，第3项为噪声。

由上式可以看出，MMSE 检测器考虑了背景噪声的存在，并利用接收信号的功率值进行了相关计算，在消除干扰的同时也降低了背景噪声。但是 MMSE-BLE 算法需要对信号的幅度进行估计，性能依赖于干扰用户的功率，同时 MMSE-BLE 算法需要得到噪声方差的估计，这就降低了对抗 MAI 的能力，同时提高了计算量。

当 $\boldsymbol{n}$ 是高斯白噪声，即协方差矩阵满足 $\boldsymbol{R}_n=\sigma^2\mathbf{I}$（I 为单位矩阵）时，MMSE-BLE 所得估计值表示为：

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{c,MMSE\text{-}BLE}}\big|_{\mathrm{R_n}=\sigma^2\mathrm{I},\mathrm{R_d}=\mathrm{I}}=(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\cdot\boldsymbol{A}+\sigma^2\mathbf{I})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{e} \tag{6-9}$$

可见，ZF-BLE 完全消除了 ISI 和 MAI，但增强了噪声功率；MMSE-BLE 算法与 ZF-BLE 算法相比增加了一个 weiner 滤波器，在消除 MAI 干扰和不增强背景噪声之间取得了一个平衡点。当噪声功率较小时，MMSE 检测器与 ZF-BLE 检测器性能相近；当噪声功率较大时，它又接近于传统的匹配滤波器的性能。两种算法将分别应用于 TD-SCDMA 通信系统的上下行接收器中，用以提高通信系统的容量和性能。

3. 联合检测的优缺点分析

CDMA 系统的主要干扰是同频干扰，联合检测充分利用 MAI，把所有用户信号当作有用的信号来对待。使用联合检测可以带来如下好处。

（1）不再像 Rake 接收机一样将小区的多址干扰用户的信号当作无用信号消除，而是作为有用信息用于信号检测，效果更好。

（2）多个用户信息联合检测，使得在相同误码率的前提下，所需的接收信号 SINR 大大降低，从而极大地增加了系统容量。

需要说明的是，联合检测还存在着一些缺点。

（1）联合检测的最大缺点在于其运算量较大，随着用户数目的增加，系统处理能力需要指数级提高。

（2）由于算法中有噪声扩散的副作用，其抗噪声能力较差。

（3）由于无法知道邻小区的码道使用信息，目前联合检测仅仅支持本小区内的多用户检测，对邻小区的同频干扰无法克服。

总之，只要合理利用联合检测，选择适当的检测算法，并与智天线技术配合使用，就可以极大提高系统容量，改善系统性能。

6.2 同步技术

6.2.1 概述

同步技术[4~5]在数字蜂窝网中是必不可少的。在 CDMA 移动通信系统中，同步技术除了关系到网络运行和通信连接的基本要求外，还与网络性能密切相关。CDMA 系统中的下行链路总是同步的。所以，一般所说的同步 CDMA 都是指上行同步。

上行同步技术是 TD-SCDMA 系统关键技术之一。所谓上行同步，即要求来自不同距离的不同用户终端的上行信号能够同步到达基站。对于 TDD（时分双工）系统来说，上行同步能给系统带来很大的好处。通过上行同步，可以让使用正交扩频码的各个码道在解扩时完全正交，相互间不会产生多址干扰，减小了异步 CDMA 多址技术由于每个 UE 的码片信号到达基

站的时间不同而造成码道非正交所带来的干扰，从而大大提高了 CDMA 系统的容量和频谱利用率。

由于移动通信系统工作在具有严重干扰、多径传播和多普勒效应的实际环境中，要实现理想的同步几乎是不可能的。但是，让每个用户上行信号的主径达到同步，对改善系统性能、简化基站接收机的设计都有明显好处。另外，需要指出的是，我们这里讨论的同步是指空中接口的同步，并不包括网络间的同步。TD-SCDMA 上行同步包括同步的建立与保持。

6.2.2 上行同步的建立

在 UE 开机后，它首先必须与小区建立下行同步，然后才能开始建立上行同步。在 UE 随机接入时，虽然可以接收到基站的 DwPTS 信号，建立下行同步，但是并不知道与基站之间的距离，这导致 UE 的首次上行发送不能同步到达基站。因此，为了减小对常规时隙的干扰，上行信道的首次发送在 UpPTS 这个特殊时隙上进行。

SYNC-UL 突发的发送时刻可通过对接收到的 DwPTS 和 PCCPCH 的功率估计来确定。考虑到无线信道的复杂性，利用功率来估计传输时延非常不准确，可以让 UE 以一个固定的发送时间提前量来发送 SYNC-UL。基站在搜索窗口内检测 SYNC-UL 序列，可以估计出 SYNC-UL 接收功率和到达时刻。然后，基站通过 FPACH 信道向 UE 发送反馈信息，给出 UE 下次发射的功率以及时间调整值，以便建立上行同步。正常情况下基站将在接收到 SYNC-UL 后的 4 个子帧内对 UE 做出应答。如果 UE 在 4 个子帧内没有收到来自基站的应答，就认为同步请求发送失败。UE 将会随机延迟一段时间，重新开始尝试同步发送。

上行同步建立通常用于系统的随机接入过程，当系统失去上行同步后，重新建立同步的过程也要经过上述步骤。

6.2.3 上行同步的保持

因为 UE 是移动的，它到基站的距离总是在变化。所以在整个通信过程中，基站必须不断地检测 UE 上行突发中训练序列码的到达时刻，并对 UE 的发送时刻进行闭环控制，以保持可靠的同步。

上行同步的具体过程为：基站在同一时隙通过测量每个 UE 的训练序列码来估计 UE 的发送时间偏移，然后在下一个可用的下行时隙中发送同步偏移（SS）命令，使 UE 根据同步偏移命令调整发送时刻，以保证上行同步的稳定性。基站可以在每个子帧检测一次上行同步。上行同步的调整步长是可配置和再设置的，取值范围为 1/8～1 码片。上行同步的更新有 3 种可能情况：增加一个步长、减小一个步长或者保持不变。

当上行链路出现失步的时候，还会重新启动上行同步过程。在 TD-SCDMA 系统中，上行链路同步的维持是根据收到的下行链路的定时，发送上行链路定时提前量来实现的。在维持上行同步时，会用到上行链路每个突发的训练序列。每个 UE 的每个上行时隙的训练序列是不同的。Node B 通过估测每个 UE 在相同时隙的信道冲激响应来估计定时。然后，在下一个下行时隙，Node B 会通知同步偏移命令（SS）来使 UE 正确地调节发送定时。

6.2.4 同步精度要求

在 TD-SCDMA 系统中，同步调整的最小步长为码片宽度的 1/8，即大约 100 ns。在实际系统中所要求和可能达到的精度将由基带信号处理能力和检测能力来确定，一般在 1/8~1 个码片宽度。因为同步检测和控制可以每个子帧（5 ms）进行一次，一般来说，在此时间内 UE 的移

动范围不会超过十几厘米。因此，这个同步精度完全可以满足要求，不会限制 UE 的高速移动。

6.3 动态信道分配

6.3.1 动态信道分配概述

在无线通信系统中，为了将给定的无线频谱分割成一组彼此分开或者互不干扰的无线信道，需要使用诸如频分、时分、码分等技术。对于无线通信系统来说，无线信道数量有限，是极为珍贵的资源。要提高系统的容量，就要对信道资源进行合理分配，由此产生了信道分配技术。如何有效地利用有限的信道资源，为尽可能多的用户提供满意的服务，是信道分配技术的目的。

按照信道分割的不同方式，信道分配技术可分为固定信道分配（FCA，Fixed Channel Allocation）、动态信道分配（DCA，Dynamic Channel Allocation）[2,5]和混合信道分配（HCA，Hybrid Channel Allocation）。FCA 指根据预先估计的覆盖区域内的业务负荷将信道资源分给若干个小区，相同的信道集合在间隔一定距离的小区内可以再次得到利用。FCA 的主要优点是实现简单，缺点是频带利用率低，不能很好地根据网络中存在的变化及时改变网络中的信道规划。为了克服 FCA 的缺点，人们提出了 DCA 技术，在采用 DCA 的系统中，信道资源不固定属于一个小区，所有的信道被集中分配，DCA 根据小区的业务负荷，通过信道的通信质量、使用率和信道的复用距离等因素选择最佳的信道，动态地分配给接入的业务。HCA 是固定信道分配和动态信道分配的结合，在 HCA 中全部信道被分为固定的和动态的两个集合。

信道分配技术通过寻找最优的信道资源配置来提高资源利用率，从而提高系统容量。信道分配实质是在一定约束条件下的系统优化问题，为了分析和研究信道分配技术，首先需要了解信道分配究竟需要受到哪些约束条件的限制，如何为信道分配建立优化模型，如何设计信道分配方案。

TD-SCDMA 系统的无线资源包括频率、时隙、码字、功率及空间资源，系统中的任何一条物理信道都是通过它的载频/时隙/扩频码的组合来标记的。信道分配实际上就是一种无线资源的分配过程。动态信道分配 DCA 算法具有如下特点。

（1）根据移动通信的实际情况及约束条件，设法使更多用户接入，从而高效率地利用有限的无线资源，提高系统容量。

（2）适应 3G 业务的需要，尤其是高速率的上、下行不对称的数据业务和多媒体业务。

在 DCA 技术中，信道并不是固定地分给某个小区，而是被集中在一起进行分配。在实际运行中，RNC 集中管理一些小区的可用资源，根据各个小区的网络性能参数、系统负荷情况和业务的 QoS 参数，动态地将信道分配给用户。在小区内分配信道的时候，相邻小区的信道使用情况对于 RNC 来说是已知的，不需要再通过小区间的信令交互获得。

6.3.2 主要的 DCA 形式

在 TD-SCDMA 系统中的动态信道分配可大致分为两个实施阶段，一个阶段是呼叫接入时的信道选择，另一个阶段是呼叫接入后为保证业务质量而进行的信道重选。

从作用域的角度看，DCA 可分为频域、时域、码域以及空域 4 种类型。在频域上，通过改变无线载波进行频域 DCA，以减小目前所使用的无线载波所有时隙中的干扰，在时域上，采用时分多址（TDMA）技术，可以通过选择接入时隙来减小激活用户之间的干扰；在码域上，通过改变分配的码道来避免偶然出现的码道质量恶化；在空域上，通过智能天线技术，利用用户

定位和波束赋形来减少小区内用户之间的干扰，增加系统容量。

从实施规则的角度，DCA 可分为慢速 DCA 和快速 DCA 两类。慢速 DCA 可根据系统干扰受限的先验知识，根据负荷情况，对系统载频和时隙进行占用优先级划分，完成呼叫接入控制。快速 DCA 可根据对专用业务信道或共享业务信道通信质量监测的结果，自适应地对资源单元（RU，Resource Unit）（码道或时隙）进行调配和切换，以保证业务质量。

1. 慢速 DCA

慢速 DCA 的主要任务是进行各个小区间的资源分配，在每个小区内分配和调整上下行链路的资源，测量网络端和用户端的干扰，并根据本地干扰情况为信道分配优先级。

由于 3G 系统支持多种业务，包括上下行业务量不对称的业务，因此对于不同小区，在不同的时间，对上下行容量的需求也是不断变化的。TDD 系统特有的帧结构可以通过动态分配上下行时隙的信道资源来满足业务的 QoS 需要。干扰的测量能够使系统了解网络内各个小区的负荷情况，通过时隙间信道的调配，缓解临近小区之间由于使用相同的资源而造成干扰严重的情况。基站和移动终端对本地干扰的测量是为信道划分优先级的基础。系统根据网络的负荷信息，将为用户选择优先级最高、干扰最小的信道接入系统，从而提高系统接纳成功率，缩短用户接纳时间。

慢速 DCA，尤其上下行时隙的灵活划分，是近几年 DCA 技术研究的一个热点，目前已经有不少相关学术论文和专利技术问世，其中包括针对不对称业务的资源分配、多小区交叉时隙的干扰模型的研究或优化时隙分配的具体方法等。相邻小区间由于上下行时隙划分不一致所带来的交叉时隙干扰是 DCA 技术期待解决的一个问题。有观点认为，在小区边界或小区交叠的地区，可以根据用户在本地实测的上下行干扰情况决定该用户在该时隙进行哪种方向上的通信比较好。这种方式比较灵活，同时也有效地利用了交叉时隙的资源，提高了系统容量。当然，对这种干扰问题解决的方法还在于 DCA 技术本身的进一步发展和完善。一旦在这个问题上获得突破，DCA 技术的应用前景将相当广阔，同时 TDD 系统容量和系统性能的提高也是比较明显的。

2. 快速 DCA

快速 DCA 包括信道分配和信道调整两个过程。信道分配是指根据其需要资源单元 RU 的多少为承载业务分配一条或多条物理信道，一般要根据慢速 DCA 得到该小区信道优先级列表，在优先级最高的时隙中分配 RU 资源。信道调整（也就是信道重分配）可以通过 RNC 对小区负荷情况、终端移动情况和信道质量的监测结果，动态地对资源单元（主要是时隙和码道）进行调配和切换。快速 DCA 算法的效率和复杂度主要取决于移动终端的多时隙和多码字控制能力。快速 DCA 一般遵循以下 6 个原则。

（1）用于信道分配的基本 RU 是一个码字/时隙/频率的组合。

（2）多速率业务通过对 RU 的集中分配获得，这可以在码域（在一个时隙中集中多个码字）实现，也可以在时域（在一个帧中集中多个时隙）中实现，还可以进行两者的随意组合。由于在上下行时隙中，每个时隙最大可用码字的数目取决于几个物理条件，如信道特性、环境、是否使用其他进一步提高容量的技术（比如智能天线）等，终端的多码控制能力也是一个需要考虑的问题，实际应用中往往受到终端实现能力的限制。

（3）信道分配对实时业务和非实时业务是不同的。实时业务在整个通信过程中保持其信道占用，但是为其分配的资源是可以变化的（比如对于可变速率业务）。

（4）非实时业务的信道分配遵循"尽力而为"策略，只在发送专用数据包时分配信道，在没有可用资源时挂起请求。另外，对允许的非实时业务可以设置优先级。信道重分配（即小区

内切换）的触发原因有很多，包括适应变化的干扰条件。

（5）网络为接纳实时高速率业务（需要占用多个 RU）而进行的资源整合。资源整合过程是为了预防一个承载业务分配的码字落在过多的时隙中，是通过释放负荷最轻的时隙的资源而进行的信道重分配。资源整合的过程，不仅仅包括用户在时隙间切换信道，还可能包括系统夺取一部分低优先级用户的资源的过程，以便将有限的资源分给较高优先级的用户。用户的优先级一般根据所承载的业务划分，也可由电信运营商参与划分。

（6）当使用智能天线的时候，用 DCA 同一个时隙内的不同用户在空间上彼此隔开。同样，可以将空间上处于同一方向而彼此干扰的用户，通过时隙调配在时间上彼此隔开。

快速 DCA 在实现时主要涉及信道选择、信道调整和资源整合 3 个过程。信道选择过程中可能触发资源整合，而资源整合过程是由信道调整具体实现的，另外在通话过程中链路质量恶化时会触发信道调整，将用户调整到干扰较小的链路。图 6-3 给出了快速 DCA 的流程。

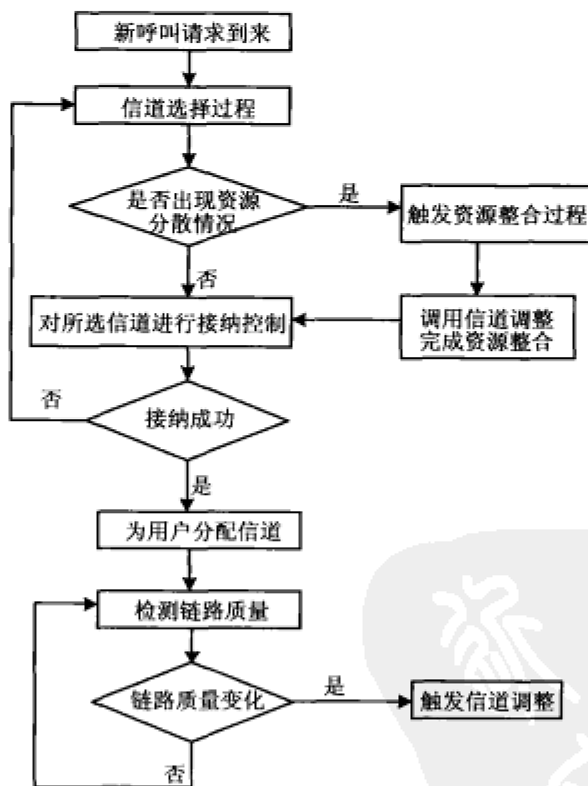


图 6-3 快速 DCA 的流程图

• 信道选择过程

信道选择是为承载业务选择载频、时隙和码道。信道选择的流程如图 6-4 所示。当用户设备申请一项业务或者需要进行切换时，RNC 都要执行信道选择过程，为用户寻找干扰较小、能够提供稳定服务的信道并分配给用户。

• 信道调整过程

在 3G 移动通信系统中，多媒体通信业务所占的比重越来越大，同时为了提高系统容量，小区的半径将进一步缩小。无论是多媒体业务的比重增大，还是小区的半径缩小，对于系统 QoS 的保证能力都有更高的要求。为了提供所需的质量保证，系统应具有根据无线信道质量和用户

业务需求对已接入的用户信道进行调整的能力。快速 DCA 可根据对信道通信质量监测的结果，自适应地对资源单元进行调配和切换，以保证业务质量。具体地说，在 TD-SCDMA 系统中，当一次呼叫接入后，RNC 可根据承载业务的要求、终端移动性和干扰变化等因素，在链路质量恶化、功控失效的情况下，启动信道调整过程，调整用户占用的载频、时隙和码道，以均衡负荷，避免出现强干扰，维持链路质量，减少掉话率，从而保证 QoS。

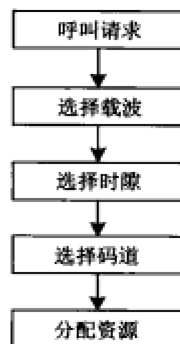


图 6-4 信道选择的流程图

- 资源整合过程

资源整合过程就是通过信道调整或压缩分组数据业务速率等手段，把可用的资源单位尽量集中在一起，目的是提高业务（尤其是高速率业务）的接入成功率和切换成功率，充分利用系统资源。为了保证系统能够提供稳定的服务，被移出的用户在被新时隙接纳前也需要进行接纳判决，如果不能通过接纳判决，整合操作就会失败。资源整合是在用户接入过程执行的，对时延处理有较严格的要求，因而需要快速高效的处理流程。

3. 快速 DCA 的算法描述

快速 DCA 有多种算法描述，下面以固定边界算法和可移动边界算法为重点，介绍一些常见的快速 DCA 算法，以便大家对快速 DCA 有一个直观的认识。

- 固定边界（FB，Fixed Boundary）DCA 算法

对于通信系统中的语音和数据业务，传统的做法是将信道分成两部分：语音信道和数据信道，语音业务只能使用语音信道，数据业务只能使用数据信道。在该方案中，每个基站的单条链路中的 3 个业务时隙，2 个分配给语音业务，1 个分配给数据业务（如图 6-5 所示）。这样在语音呼叫到达时，如果在 2 个语音时隙中存在 2 个以上的 BRU（SF=16 的码道），那么就可以建立语音信道，进行通话，否则该呼叫就会被阻塞掉。当数据缓存器中队列不空而数据时隙中的所有 16 个 BRU 均空闲时，队列的头数据包就会被取出，进行数据传输，否则的话，头数据包继续在队列中等待。当缓存器被占满后，如果新的数据包到来，就会发生丢包。FB 方案的缺陷是不能有效利用系统资源，当正在通话的语音用户数很少而等待发送的数据包很多时，分配给语音用户的信道就只有空闲而不能用来传输数据，这就造成了系统资源的浪费。

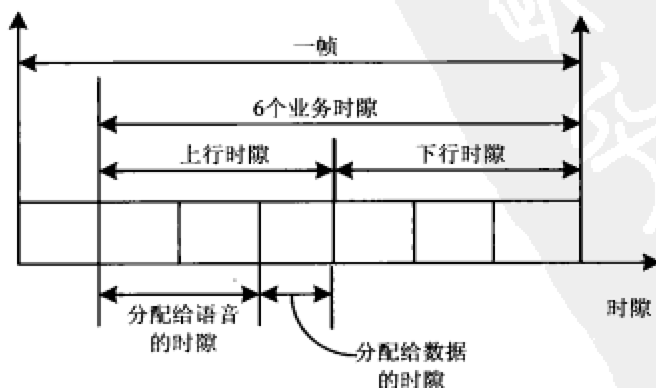


图 6-5 FB DCA 算法示意图

- 可移动边界（MB，Movable Boundary）DCA 算法

基于可移动边界的动态分配方案与 FB 方案比较，能更好地利用资源，如图 6-6 所示。

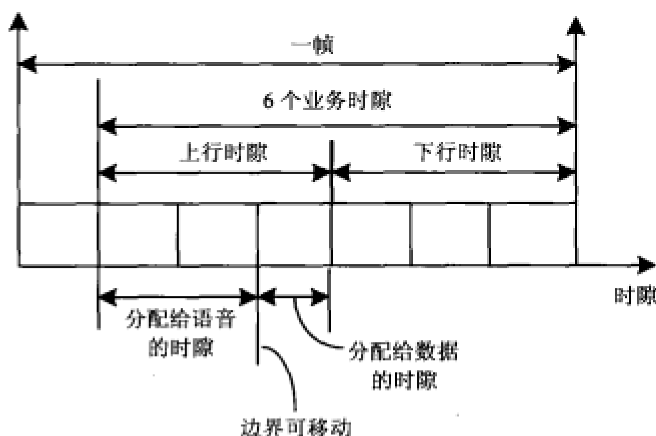


图 6-6　MB DCA 算法示意图

该方案首先将信道分为两个部分：语音信道和数据信道。在业务传输过程中，如果语音信道空闲且数据缓存器队列不空，那么队列中的数据包可以借用语音信道进行传输。而当语音呼叫到来时，语音业务可以强占被数据业务借用的语音信道，进行语音业务传输。而数据业务则停止在借用的语音信道中的传输，继续排队等待。

在此方案中，仍将单条链路上 3 个时隙中的 2 个分配给语音业务，1 个分配给数据业务。在语音呼叫到达时，如果在 2 个语音时隙中存在 2 个以上的 BRU，那么就可以建立语音信道进行通话，否则该呼叫就会被阻塞掉。当数据缓存器中队列不空时，首先检查数据时隙中所有的 16 个 BRU 是否空闲。如果空闲，那么队列的头数据包就会被取出，进行数据传输；否则，检查两个语音时隙中是否有 16 个或 16 个以上的 BRU。如果有并且 16 个 BRU 在一个时隙内，那么头数据包被取出，进行传输。如果有 16 个 BRU 但不在一个时隙内，首先需要进行一个信道重组过程，将 16 个 BRU 调整到一个时隙内，然后再进行传输。如果两个语音时隙中存在的空闲 BRU 少于 16 个，数据包将继续排队等待，直到有足够的空闲信道。同样，如果缓存器已满，新的数据包到来将发生丢包。这种分配策略的效果就是数据业务时隙和语音业务时隙的边界是可以移动的，因此该方案称为可移动边界方案。

采用该策略的立足点在于：语音业务为实时业务，允许的时延很小。在语音呼叫产生后，如果无法得到所需的传输信道，那么业务将会发生阻塞。而数据业务为非实时业务，在没有可用传输信道时，可以排队等待，直到所需信道可用时，再进行传输。

6.3.3　其他 DCA 方法

1. 基于本地干扰测量的 DCA

这是目前在 3GPP 标准中阐述的一种 DCA 方法。信道分配在网络侧由 RNC 完成，根据 UE 和 Node B 对本地信号及干扰强度的测量来分配信道。这就要求 RNC 搜集所辖各个小区的大量的实时信息，包括信道干扰和系统负荷等。

2. 多载波基站的 DCA

多载波基站的DCA的主要问题是系统中增加了频率资源，但是DCA的原理和基本实现过程保持不变。由于多载波基站的干扰模型发生了变化，因此干扰的测量和计算是不同的，其算法的参数和阈值可能会发生变化。多载波系统的DCA除了可以在同一载波的不同时隙间调整信道，还可以在不同载波的不同时隙间调整信道，所以测量排序的时隙列表将加长，信道调整过程还可能包括载波间的切换过程。

3. 多小区的DCA

此时小区的概念有多种，取决于是否将一个载波看成一个逻辑小区。如果将一个载波看成一个逻辑小区，用户在不同载波的信道调整视为越区切换，那么其调整过程、方法甚至信令过程都与单载波系统极为相近。如果将一个基站携带的多个载波视为一个逻辑小区，在计算和调整过程中就要增加频率维度，信道优先级列表的内容将成倍增加，信令过程也会更为复杂。但是在这种方式下，多个小区的资源可以统一调配，信道分配方式必将更灵活。

6.3.4 DCA的优缺点分析

采用DCA是TDD系统的优势所在，这样就能够灵活地分配时隙资源，动态地调整上下行时隙的个数，从而可以灵活地支持对称及非对称的业务。因此，DCA具有频带利用率高、不需要信道的预规划、可以自动适应网络中负载和干扰的变化等优点，也有助于提高系统容量，可以更有效地利用有限的信道资源。其缺点在于，DCA算法相对于固定信道分配（FCA）来说较为复杂，在信道分配上占用的系统开销也比较大。

6.4 智能天线

6.4.1 智能天线的基本概念

自适应天线波束赋形技术[5-6]在20世纪60年代就开始发展，其研究对象是雷达天线阵，目的是提高雷达的性能和电子对抗的能力。而其真正的发展是在20世纪90年代初，随着微计算器和数字信号处理技术的飞速发展，DSP芯片的处理能力日益提高，且价格也逐渐能够为科研和生产所接受，这样也就促进了自适应天线波束赋形技术的发展，但其发展也是从雷达开始的。另外，移动通信频谱资源日益紧张，如何消除多址干扰（MAI）、共信道干扰（CCI，Co-Channel Interference）以及多径衰落的影响成为提高移动通信系统性能时要考虑的主要因素。而用现代数字信号处理技术，选择合适的自适应算法，动态形成空间定向波束，使天线阵列方向图主瓣对准用户信号到达方向，旁瓣或零陷对准干扰信号到达方向，从而达到充分利用移动用户信号并抵消或最大程度地抑制干扰信号的目的。因此，固定的天线阵列与数字信号处理器的结合，就构成了可以动态配置天线特性的智能天线，所以到20世纪90年代中期，在美国和中国开始考虑将智能天线技术用于无线通信系统。在1997年，北京信威通信技术公司开发了成功使用智能天线技术的SCDMA无线用户环路系统，美国Redcom公司则在时分多址的PHS系统中实现了智能天线。以上是最先商用化的智能天线系统，同时，在国内外众多大学和研究机构内也广泛研究了多种智能天线的波束形成算法和实现方案。

近年来，智能天线技术已经成为移动通信中最具有吸引力的技术之一。智能天线采用空分多址（SDMA，Space-Division Multiple Access）技术，利用信号在传输方向上的差别，将同频率或同时隙、同码道的信号区分开来，最大限度地利用有限的信道资源。与无方向性天线相比较，其上、下行链路的天线增益大大提高，降低了发射功率电平，提高了信噪比，有效地克服了信道传输衰落的影响。同时，由于天线波瓣直接指向用户，减小了与本小区内其他用户之间

以及与相邻小区用户之间的干扰，而且也减少了移动通信信道的多径效应。CDMA 系统是一个功率受限系统，智能天线的应用达到了提高天线增益和减少系统干扰两大目的，从而显著地扩大了系统容量，提高了频谱利用率。

智能天线在本质上是利用多个天线单元空间的正交性（即 SDMA 功能）来提高系统的容量和频谱利用率。这样，TD-SCDMA 系统充分利用了 CDMA、TDMA、FDMA 和 SDMA 这 4 种多址方式的技术优势，使系统性能最佳化。智能天线的核心在于数字信号处理部分，它根据一定的准则，使天线阵产生定向波束指向用户，并自动地调整系数以实现所需的空间滤波。智能天线需要解决的两个关键问题是辨识信号的方向和数字赋形的实现。

6.4.2 智能天线的工作原理和关键技术

TD-SCDMA 的全向智能天线使用一个环形天线阵，由 8 个完全相同的天线元素均匀地分布在一个半径为 R 的圆上所组成。智能天线的功能是由天线阵及与其相连接的基带数字信号处理部分共同完成的。该智能天线的仰角方向辐射图形与每个天线元相同。在方位角的方向图由基带处理器控制，可同时产生多个波束，按照通信用户的分布，在 360°的范围内任意赋形。为了消除干扰，波束赋形时还可以在有干扰的地方设置零点，该零点处的天线辐射电平要比最大辐射方向低约 40 dB。当 TD-SCDMA 使用 8 根天线组成的智能天线时，比无方向性的单振子天线的增益分别大 9 dB（对接收）和 18 dB（对发射）。如果每个振子的增益为 8 dB，那么该天线的最大接收增益为 17 dB，最大发射增益为 26 dB。由于基站智能天线的发射增益要比接收增益大得多，对于传输非对称的 IP 数据、下载较大业务信息等是非常适合的。

根据以上基本原理，在 CDMA 系统（无论是 TDD 或 FDD 方式）中，采用智能天线和波束赋形技术，能够在多个方面大大改善通信系统的性能，概括地讲主要有：提高了基站接收机的灵敏度，提高了基站发射机的等效发射功率，降低了系统的干扰，增加了 CDMA 系统的容量，改进了小区的覆盖，降低了无线基站的成本。

智能天线在移动通信中的应用分为移动台和基站，本部分仅讨论智能天线应用于基站的实现技术，其中智能化发射技术、接收技术和动态信道分配是 3 项关键的技术。

1. 智能化接收技术

应用智能天线的 CDMA 系统中，由于不同用户占用同一信道，不同用户带来的多址干扰（MAI）和多径信道带来的码间干扰（ISI）会使到达基站的用户信号产生畸变，所以必须采用信道估计和均衡技术，将各用户信号进行分离和恢复（即多用户检测 MUD）。整个上行信道等效为一个多重单输入多输出系统。另一方面，为了给智能发射提供依据，在上行中还需要估计反映用户空间位置信息的参量，如波达方向（DOA，Direction of Arrival）、空域特征（SS，Spatial Signature）等，它们的精度估计将直接影响下行选择性发送的性能。目前，完成智能化接收的方法主要有基于高分辨率阵列信号处理方法和基于信号时域结构方法两类。前一类方法又分为子空间方法和基于参数估计准则的方法。后一类方法主要利用信号的时域信息和先验特征进行空域处理。

2. 智能化发射技术

在蜂窝系统中，为满足多媒体业务通信质量的要求，发射信号功率一定要动态控制，在保证整个蜂窝系统各小区的信号总功率平衡的情况下（各小区干扰基本稳定），满足各种业务的不同传输速率和不同的误码率要求。智能化发射技术利用用户的空间差异，保证每个用户只接收基站发给它的下行信号，不受同一信道中基站发给其他用户信号的干扰。实现智能化发射有基于反馈和基于上行链路参数估计两种方法。前一种方法是基站通过移动台返回基站的训练信号，

估计下行信道的响应情况，其缺点是浪费带宽。基于上行链路参量估计的方法是利用一些特征参量相对于上下行链路的不变性，通过各用户对上行信号的估计，确定下行链路的波束形成方案。TD-SCDMA 采用后一种方法。在时分双工（TDD）系统中，上、下行链路使用同一载波频率，在信道特征变化相对较慢的情况下，可以近似认为上、下行链路的信道特征相同，可使用对上行信道的估计设置下行链路参数。在频分双工（FDD）系统中，由于上、下行链路载频不同，上、下行链路的信道特性差异很大，要分别估计上、下行链路特征，所以在 FDD 系统中使用智能天线比在 TDD 系统中使用要复杂得多，这也是 TDD 系统较 FDD 系统的优势所在。

3. *动态信道分配*

在通信中，信道分配是保障通信质量、有效利用信道的关键技术之一。在空分信道引入系统后，空分、频分、时分和码分信道的动态分配技术已成为新的技术难点。后 3 种信道分配技术是确定性的，可由系统根据用户情况动态分配，但空分信道分配不同。在基站处，接收功率相差不大和用户方向角度差大于天线主波瓣的用户，可分享同一时、频域信道。这样，空分信道分配就成为动态的条件组合问题，且随着用户空间位置的移动，为跟踪用户，空分信道必须相应变化，随时进行动态分配。空分信道分配必须与时、频信道分配和切换相结合，这就需要形成一种高效算法，以适应用户的移动性。对于 CDMA 系统，由于其容量是软容量，信道分配相对简单。智能天线本身具有功率控制功能，其性能要优于现有的功率控制技术。同时基站间的越区切换也将更为灵活。

6.4.3 智能天线波束赋形

波束赋形是根据系统性能指标，形成对基带信号的最佳组合或者分配。其主要任务是补偿无线传播过程中由空间损耗、多径效应等因素引入的信号衰落与失真，同时降低同信道用户间的干扰。

1. *固定波束赋形*

多波束天线在工作时，天线方向图形状基本不变，利用多个并行波束覆盖整个用户区，每个波束的指向是固定的，波束宽度也随天线元数目而确定。当用户在小区中移动时，它通过测向确定用户信号的到达方向，然后根据信号的到达方向选取合适的阵元加权，将方向图的主瓣指向用户方向，从而提高用户的信噪比。基站在不同的相应波束中进行选择，使接收信号最强。多波束智能天线对处于非主瓣区域的干扰，是通过控制低的旁瓣电平来确保抑制的。与自适应智能天线相比，固定形状波束智能天线无需迭代，响应速度快，而且鲁棒性好，但它对天线单元与信道的要求较高，而且用户信号并不一定在波束中心，当用户位于波束边缘及干扰信号位于波束中央时，接收效果较差，所以固定多波束天线不能实现信号最佳接收。

2. *自适应波束赋形*

自适应天线阵列是智能天线的主要类型，它着眼于信号环境的分析与权集实时优化，采用自适应算法，完成用户信号接收和发送。动态响应速度相对较慢，其方向图没有固定的形状，随着信号及干扰而变化。自适应天线阵列系统采用数字信号处理技术识别用户信号到达方向，并在此方向形成天线主波束，它的优点是算法较为简单，可以得到最大的信号干扰比。自适应波束赋形算法根据一定的最优准则导出，常用的准则有最小均方误差准则、最小二乘准则、最大信噪比准则和线性约束最小方差准则等。自适应波束赋形算法数目众多，分类方法各不相同。针对移动通信环境及信号特点，根据是否需要发射端发射参考信号，将自适应波束赋形算法分为非盲和盲两大类。非盲算法基于发射端发送时域参考信号，盲算法不需要发射端发送参考信号。

3. 自适应波束赋形算法

• 需要参考信号的算法

需要参考信号的算法要求在实现智能天线定向波束时必须有预知参考信号。此类算法具备技术成熟、理论深刻的优点，不足之处是需要参考信号参与，应用受限，且有时参考信号存在误差，影响整个系统的技术指标。根据需要参考信号的不同又分为参考波形和参考波达方向两种算法。以参考波形的算法为例，有最小均方算法（LMS）、递归最小平方算法（RLS）、抽样协方差矩阵求逆算法（SMI）等。

LMS 算法是在最小均方误差准则（MMSE）指导下，利用最陡梯度法推导出来的，其原理如下。假设参考信号为 $d(n)$，数字波束形成网络处理函数为 W，那么系统的输出信号为：

$$y(n) = W^T x_N(n) \tag{6-10}$$

其误差为：

$$e(n) = d(n) - W^T x_N(n) = d(n) - x_N{}^T(n)W \tag{6-11}$$

根据 MMSE 准则，要求均方误差最小，所以：

$$E\left[e^2(n)\right] = E\left[d^2(n)\right] - 2W^T R_{xd} + W^T R_{xx} W \tag{6-12}$$

其中：R_{xd} 为有用信号和参考信号的互相关系数，R_{xx} 为有用信号的自相关系数，对 W 取梯度，再令其为零可得：

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}{}^{-1} R_{xd} \tag{6-13}$$

由此可见，当知道参考波形信号 d(n)时，可取得最佳权值，方法是：

$$W_N(n+1) = W_N(n) + \mu \nabla_W \left[e^2(n)\right] \tag{6-14}$$

所以

$$\nabla_W \left[e^2(n)\right] = -2E\left[e(n)x_N(n)\right] \tag{6-15}$$

可得

$$W_N(n+1) = W_N(n) + \mu E\left[e(n)x_N(n)\right] \tag{6-16}$$

其中 μ 为常数，它决定了调整步速度。为了减小系统的复杂性及计算量，$E\left[e(n)x_N(n)\right]$ 近似为瞬时期望值，即 $E\left[e(n)x_N(n)\right] = \left[e(n)x_N(n)\right]$，可得权值表达式：

$$W_N(n+1) = W_N(n) + \mu e(n) x_N(n) \tag{6-17}$$

LMS 算法结构简单，成本低，抗多径干扰效果明显，干扰功率越大其抗干扰效果越好。如果干扰源的数目多于阵元数，且干扰功率小，那么抗干扰效果就不理想，需要采用其他抗干扰手段（如跳频等）加以辅助。LMS 算法不仅要用到参考波形信号，而且还要求参考波形信号有一定精度，否则系统工作会不理想，甚至无法工作。在 LMS 算法中，大胆提出 $E\left[e(n)x_N(n)\right] = \left[e(n)x_N(n)\right]$，这种提法本身有不足之处，仅当 n 趋向无穷大时，其统计意义

才成立。

LMS 的收敛取决于相关系数矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的特征值，当 $\boldsymbol{R}$ 的特征值扩展较大时，算法收敛很慢。这个问题在递归最小平方算法（RLS）中可得到解决。在 LMS 算法中，将第 n 步迭代时的步长 μ 用一个增益矩阵 $\boldsymbol{R}^{-1}(n)$ 取代，得到加权的更新式为：

$$W(n)=W(n-1)-\boldsymbol{R}^{-1}(n)x(n)\varepsilon^{*}\left(\left(W(n-1)\right)\right) \tag{6-18}$$

其中，

$$R(n)=\lambda R(n-1)+x(n)x^{H}(n)=\sum_{k=0}^{n}\lambda^{n-k}x(k)x^{H}(k) \tag{6-19}$$

λ_0 是比 1 小但接近于 1 的实数（常称为遗忘因子），用于对过去数据指数加权，使迭代趋向于降低过去取样数据的重要性。

将 RLS 和 LMS 在移动通信环境下进行计算机模拟，可知 RLS 比 LMS 在平坦衰落信道的性能要好。RLS 以最小平方为准则，所用误差函数取值是每时刻对所有输入信号的重估计值，然后选择每一时刻权值的最优可能值，故这种算法的信号非平稳适应性强，收敛速度比 LMS 快，并且对矩阵的信号相关性不敏感。不足之处是，由于需要时时刻刻对信号重估，信号码元间计算量大。

抽样协方差矩阵求逆算法（SMI）将相关矩阵 $\boldsymbol{R}$ 用它的估计值替代来计算权向量。对于阵列信号的 N 个取样点 $X(n)$，$n=0,1,\cdots,N-1$，$\boldsymbol{R}$ 的无偏估计可由简单的平均来得到，即：

$$R(n)=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}x(n)x^{H}(n) \tag{6-20}$$

其中 $R(n)$ 表示 n 时刻的估计，$X(n)$ 表示阵列信号取样。当有新的取样数据时，$\boldsymbol{R}$ 更新为：

$$R(n+1)=\frac{nR(n)+x(n+1)x^{H}(n+1)}{n+1} \tag{6-21}$$

利用矩阵逆定理，更新矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的逆为：

$$R^{-1}(n)=R^{-1}(n-1)-\frac{R^{-1}(n-1)x(n)x^{H}(n)R^{-1}(n-1)}{1+x^{H}(n)R^{-1}(n-1)x(n)} \tag{6-22}$$

并且 $R^{-1}(0)=\frac{1}{\varepsilon_0}I$，$\varepsilon_0$ 为常数。随着取样数增加，矩阵不断更新并趋近于它的真实值，估计的权向量趋向于最佳权，即当 $n\to\infty$，$R(n)\to R$ 时，$W(n)\to W$ 或 WMSE（MSE 表示使均方误差最小）。在 MMSE 准则下的算法，如 LMS、RLS 等，都是闭环的，相对开环算法来说收敛速度较慢，且算法的性能指标对协方差矩阵 Rxd 很敏感，一旦参考信号或输入信号导致 R_{xd} 变坏，就不利于系统工作甚至无法收敛。SMI 算法能很好解决这一矛盾，它属开环自适应，利用最大似然原理（ML），通过对取样协方差矩阵直接估计加权系数 W 来实现与特征值无关的最大收敛速度。SMI 算法的不足之处在于需要高速度、高性能的数字信号处理器来实现加权系数 W 变化，并且如果协方差矩阵呈病态，求逆过程就难以进行。

- 不需要参考信号的盲估计算法

不需要参考信号的盲估计算法（Blind Method）不需参考信号的参与就能实现智能天线的功能。这类算法不需用参考信号而直接用天线收到信号的统计特性加以分析，取得有用信号、分离干扰噪声后再调整权值，主要有恒模算法（CMA）、判决引导（DD）算法、子空间算法（SS）、自相干恢复算法（SCORE）和共轨梯度算法（CGA）等。

恒模算法无需参考信号，仅利用从接收端接收的信号进行自适应调整来完成包络信号的产生，其模型如下：设接收端为 N 维信号 $x_N(n)$，如果它为包络信号，那么经过权值 W 处理后，输出也应为包络信号，输出为：

$$y(n)=W^T x_N(n)=x_N{}^T(n)W \tag{6-23}$$

CMA 中的目标函数是：

$$G^{(P)}=E\left[\left|y(n)\right|^p-\left|a_n\right|^p\right]^2,\ D^{(P)}=E\left[\left|y(n)\right|^p-R_p\right]^2 \tag{6-24}$$

其中 $R=\dfrac{E\left[\left|a_n\right|^4\right]}{E\left[\left|a_n\right|^2\right]}$，$a_n$ 为信号源发出的原信号，为方便起见一般令 $P=2$，且在阵列天线中应用 CMA 时一般令 $a_n=R_p=1$，则有：

$$G^{(2)}=E\left[\left|y(n)\right|^2-1\right]^2,\ D^{(2)}=E\left[\left|y(n)\right|^2-1\right]^2 \tag{6-25}$$

选择最快梯度法使权值最优：

$$W_N(n+1)=W_N(n)+\mu\nabla_W\left[D^2\right] \tag{6-26}$$

对 W 求导数，得到权值表达式：

$$W(n+1)=W(n)+\mu e(n)x_N(n) \tag{6-27}$$

其中，

$$e(n)=y(n)\left[\left|y(n)\right|^2-1\right] \tag{6-28}$$

这样根据 $x_N(n)$ 及 $y(n)=W^T x_N(n)=x_N{}^T(n)W$，无需参考信号的参与，就可求出权值 W，达到目标。

很多通信环境中难以找到参考信号或参考信号不准确，盲估计算法可以从根本上消除由此带来的系统振荡甚至无法工作等情况。除了具有盲估计算法的一般特性外，CMA 还能很好地补偿多径衰落，克服信号间的时间延迟，对抗干扰。CMA 的不足之处是对相位的变化不敏感，故在信号有较大相位变化或相位调制时使用受限。另外该算法的原型收敛速度较慢，且到最优权值时有较大的剩余误差，不能很好地收敛于全局最小点，不能满足高精度通信的要求，同时也要求输入信号的数目小于阵元数，否则效果不好。

子空间算法（SS）是将整个信号先分解开提取有用信号后再合成，由于计算量大，只有在用户数目不太大时才能正常使用，故使用受限。

自相干恢复算法（SCORE）利用信号的周期平稳特性，如载频、波特率等，能够无需知道

太多的其他信息而提取有用信号。这种算法的适应性很强，但信号结构提取时计算量大，现代信号处理的发展虽然可以满足这方面的要求，实时性仍不太好。

共轨梯度算法（CGA）是求权值时较好的方法，它的迭代公式简单、收敛速度比最快下降法快，有二次收敛特性，剩余误差很小，能进入准最小点。不足之处是在系统初始化时参数的指向可能不是真正的下降方向，这样易导致算法无法收敛，故要求误差函数是凸的。所以很多系统是将 CGA 和最快梯度法混合使用，先让后者对系统初始化，再选择 CGA 算法来使系统收敛，这样就能够充分利用二者的优点来达到最佳状态。

6.4.4 智能天线来波方向估计

智能天线应用的一个关键问题是对用户入射角度进行估计，即波达方向（DOA，Direction Of Arrival）估计问题。智能天线系统利用共享同一信道的不同用户之间的空间特征差异来实现信道倍增，使用同一信道、同一时隙或同一码字的用户，只要信号的空间特征不同，就可以通过空域滤波实现用户信号的分离。因此作为反映用户空间特征的重要参量，各个用户的 DOA 在智能天线技术中有着重要的作用，只有先进行精确的 DOA 估计，即先获得各个用户的入射角度（用户的空间特征），才有可能通过自适应的波束形成技术来实现空间滤波，发挥智能天线的优势。

1. MUSIC 算法

MUSIC（MUltiple SIgnal Classification）算法是 DOA 估计中的一种高分辨算法，是利用输入协方差矩阵特征结构的一种具有高分辨能力的多重信号分类技术。它给出的信息包括入射信号的数目、各个信号的波达方向、强度以及入射信号和噪声的互相关等。该算法具有很高的分辨能力，但需要精确的阵列校准。以均匀线性阵列为例推导 MUSIC 算法，阵列结构如图 6-7 所示。

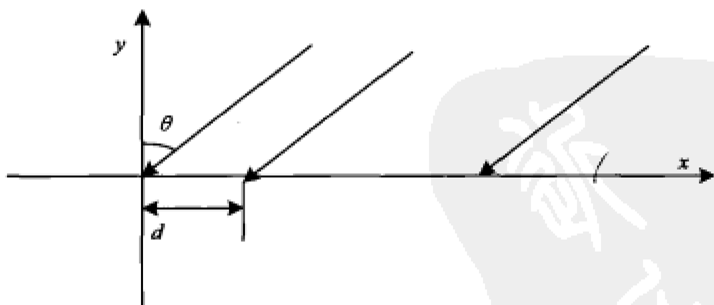
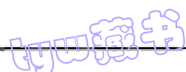


图 6-7 信号入射角度为 θ 的均匀线性阵

设有 K 个信号入射到阵列上，那么 N 元阵列接收到的输入数据向量可以表示为 K 个入射波形与噪声的线性组合，即：

$$u(t)=\sum_{k=0}^{K-1}a(\theta_k)s_k(t)+n(t)=\left[a(\theta_0),\cdots a(\theta_{K-1})\right]\begin{bmatrix}s_0(t)\\ \vdots\\ s_{K-1}(t)\end{bmatrix}+n(t)=AS(t)+n(t) \tag{6-29}$$

其中，$S(t)=\left[s_0(t),\cdots,s_{K-1}(t)\right]^T$ 是入射信号向量，$n(t)=\left[n_0(t),\cdots,n_{K-1}(t)\right]^T$ 是噪声向量，各分量是



相互独立、均值为零、方差为σ_n^2的平稳高斯过程；$a(\theta_K)$是对应于第K个信号波达方向的阵列方向向量。为简单起见，以下省略u、s和n中的时间变量。利用几何描述，可以把接收向量u和方向向量$a(\theta_K)$看作N维空间的向量。u是阵列方向向量的某个组合，系数为$s_0(t), s_1(t), \cdots, s_{K-1}(t)$。对于上面的数据模型，输入协方差矩阵$R_{uu}$可以表示为：

$$R_{uu} = E\left[uu^H\right] = AE\left[ss^H\right]A^H + E\left[nn^H\right] \tag{6-30a}$$

或

$$R_{uu} = AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I \tag{6-30b}$$

式中，$R_{ss} = E\left[ss^H\right]$是信号相关矩阵。$R_{ss}$的特征值为$(\lambda_0, \cdots, \lambda_{N-1})$，使得$|R_{uu} - \lambda I| = 0$。利用上式，把它改写为：

$$\left|AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I - \lambda I\right| = \left|AR_{ss}A^H + (\sigma_n^2 - \lambda)I\right| = 0 \tag{6-31}$$

因此，$AR_{ss}A^H$的特征值$v_i = \lambda_i - \sigma_n^2$。因为$A$是由线性独立的方向向量构成的，所以列是满秩的；如果入射信号不是高度相关的，那么信号相关矩阵R_{ss}也是非奇异的。列满秩的A和非奇异的R_{ss}可以保证在入射信号数K小于阵元数M时，$N \times N$矩阵$AR_{ss}A^H$是半正定的，且秩为K。由线性代数的知识可知，这意味着在$AR_{ss}A^H$的特征值v_i中，有（$N-K$）个为零。因此，R_{uu}的特征值中有（$N-K$）个等于方差σ_n^2。然后寻找R_{uu}的特征值，使λ_0是最大特征值，λ_{N-1}是最小特征值，因此有$\lambda_K, \cdots, \lambda_{N-1} = \sigma_n^2$，但在实际中是用有限个数据样本来估计自相关矩阵$R_{uu}$的，所有对应于噪声功率的特征值并不相同，而是有一组差别不大的值。随着用来估计R_{uu}的样本数的增加，表征它们离散程度的方差逐渐减小，它们将会转变为一组很接近的值。最小特征值的重数M一旦确定，利用$N=K+M$的关系，就可以确定信号的估计个数。所以信号的估计个数K由下式给出：$K=N-M$。

特征值λ_i的特征向量为q_i，满足$(R_{uu} - \lambda_i I)q_i = 0$。对于与（$N-K$）个最小特征值相关的特征向量，有

$$(R_{uu} - \lambda_i I)q_i = AR_{uu}A^H q_i + \sigma_n^2 I q_i - \sigma_n^2 I q_i = 0 \tag{6-32a}$$

即

$$AR_{ss}A^H q_i = 0 \tag{6-32b}$$

因为A满秩，R_{ss}非奇异，故有$A^H q_i = 0$，或$\begin{bmatrix} a^H(\theta_0)q_i \\ a^H(\theta_1)q_i \\ \cdots\cdots \\ a^H(\theta_{K-1})q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdots \\ 0 \end{bmatrix}$，这表明与（$N-K$）个最小特征值相关的特征向量和构成$A$的$K$个方向向量正交，即$\left[a(\theta_0), \cdots, a(\theta_{K-1})\right]$与$\left[q_K, \cdots, q_{N-1}\right]$相互垂直。

这是 MUSIC 算法的基本过程，通过寻找在与R_{uu}中近似等于σ_n^2的那些特征值所对应的特征向量中最近正交方向的向量，可以估计与接收信号相关的方向向量。分析表明，协方差矩阵的特征向量属于两个正交子空间之一，称为主特征子空间（信号子空间）和非主特征子空间（噪

声子空间)。对应于波达方向的向量位于信号子空间，因而与噪声子空间正交。通过在所有可能的阵列方向向量中搜寻那些与非主特征向量张成的空间相垂直的向量，就可以确定 DOA 方向 θ_k。

为寻找噪声子空间，构造一个包含噪声特征向量的矩阵 $V_n=\left[q_K,\cdots,q_{N-1}\right]$。因为相应于信号分量的方向向量与噪声子空间特征向量正交，即对于 θ 为多个分量的 DOA，$a^H(\theta)V_nV_n^Ha(\theta)=0$，所以多个入射信号的 DOA 可通过确定 MUSIC 空间谱的峰值而做出估计，这些峰值可以表示为 $P_{\text{MUSIC}}(\theta)=\dfrac{1}{a^H(\theta)V_nV_n^Ha(\theta)}$ 或 $P_{\text{MUSIC}}(\theta)=\dfrac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)V_nV_n^Ha(\theta)}$。$a(\theta)$ 和 V_n 的正交性使分母取得最小值，从而得到上面两式。

MUSIC 谱中 K 个最大峰值对应入射到阵列上信号的波达方向。波达方向 θ_k 一旦从 MUSIC 谱中确定，就可以利用下面的关系式确定信号的协方差矩阵 R_{ss}，从而可确定各个输入信号的功率和它们的互相关矩阵。MUSIC 算法总结如下。

(1) 收集输入样本 u_p, $p=0,1,\cdots,P-1$，估计输入协方差矩阵 $R_{uu}=\dfrac{1}{P}\sum_{p=0}^{P-1}u_pu_p^H$。

(2) 对 R_{uu} 进行特征分解，有 $R_{uu}V=V\Lambda$，其中 $\Lambda=diag(\lambda_0,\lambda_1,\cdots\lambda_{N-1},)$，$\lambda_0\geqslant\lambda_1\geqslant\cdots\lambda_{N-1}$ 为特征值。$V=\left[q_0,\cdots,q_{N-1}\right]$ 是 R_{uu} 相应的特征向量组成的矩阵。

(3) 利用最小特征值 $\lambda_{\min}$ 的重数 M 估计信号数 K 为 $K=N-M$。

(4) 计算 MUSIC 谱，即 $P_{\text{MUSIC}}(\theta)=\dfrac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)V_nV_n^Ha(\theta)}$，式中 $V_n=\left[q_K,\cdots,q_{N-1}\right]$。

(5) 找出 $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$ 的 K 个最大峰值，得到波达方向的估计。

2. ESPRIT 算法

ESPRIT（Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques，旋转不变技术估计信号参数）以一种不同于 MUSIC 的方式对波达方向进行估计，主要适用于等距线阵。它的基本思想是利用由子阵列的平移不变性而带来的信号子空间的旋转不变性，由子阵列的输出构成的空间张成了一个信号子空间，从而得到与 θ_k 对应的 ψ_k 来估计波达方向。目前提出了多种不同的 ESPRIT 算法，如波束空间 ESRIT，均匀矩阵波束空间 ESPRIT、增强分辨率 ESPRIT、多维不变量 ESPRIT 和高阶 ESPRIT 等。这里讨论适用于均匀圆阵（UCA）的 UCA-ESPRIT。

- UCA-ESPRIT 算法介绍

均匀圆阵的几何结构如图 6-8 所示。坐标原点以及参考相位点均位于阵列中心，假设阵元天线相同，且为各向同性，在二维平面的半径为 r 的圆周上均匀分布。第 n 个阵元的放置角度 $\gamma_n=2\pi n/N$，其中 N 是阵元个数。

采用球坐标系来表示入射波的到达方向，该方向由仰角 ϕ 和方位角 H 构成。其中，方位角从 x 轴逆时针测量。仰角为入射波与 z 轴的夹角。由于在智能天线的 DoA 估计问题中，一般只关心方位角信息，可以假设仰角为 90°，这样就将二维角度估计问题简化为一维的方位角估计问题。对于波达角为 H 的窄带平面波（波数 $k_0=2\pi/\lambda$），阵列流形为：

$$\alpha(\theta)=\left[e^{jk_0r\cos(\theta-\gamma_0)},e^{jk_0r\cos(\theta-\gamma_1)},\cdots,e^{jk_0r\cos(\theta-\gamma_{N-1})}\right]^T \tag{6-33}$$

上式以原点作为相位参考点，还可以进一步化简。采用标准数据模型，阵元空间输出的信号矢量为 $x(t)=A*s(t)+n(t)$ ，其中，A 是 $N*d$ 维阵元空间 DoA 矩阵。为了在均匀圆阵中应

用 ESPRIT 算法，UCA-ESPRIT 算法采用了基于相位模激励的 UCA 波束形成器产生波束空间，并采用了实值特征值分解获得信号子空间。一个均匀连续口径的圆阵可以激励的相位模式最高阶数为 $M \approx k_0 r$，第 m 个模式的激励函数为：

$$\rho_m(\gamma) = e^{jm\gamma},\quad \gamma \in (0, 2\pi),\quad m \in \{-M, -M+1, \cdots, M-1,\ M\} \tag{6-34}$$

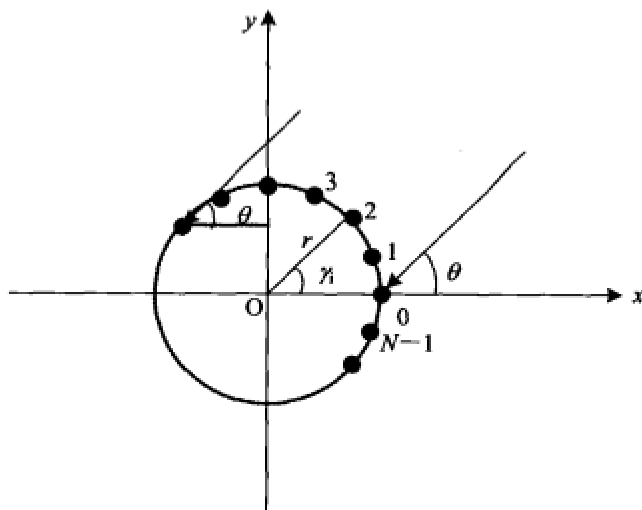


图 6-8　均匀圆阵几何结构

因此，共有 $M' = 2M+1$ 种模式。根据空间抽样定理，假设阵元数 $N > 2M+6$（该条件可以基本消除远场方向图公式中残留误差的影响），对激励函数在阵元位置进行抽样，可以获得归一化权向量为：

$$w_m^H = \frac{1}{N}\left[e^{jm\gamma_0}, e^{jm\gamma_1}, \cdots, e^{jm\gamma_{N-1}}\right] \tag{6-35}$$

天线阵远场方向图公式可以表示为包含 Bessel 函数的级数形式，使得算法可以利用 Bessel 函数的递归性质获得波束空间 DoA 矩阵的旋转不变性，并获得信号空间的旋转不变性，从而获得 DoA 估计。其逻辑关系如图 6-9 所示。

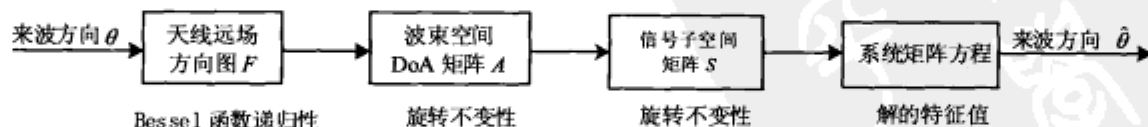


图 6-9　UCA-ESPRIT 算法的逻辑关系

- 算法步骤

进行基于相位模激励的波束成形。令：

$$
\begin{aligned}
&V^H = \sqrt{N}\left[w_{-M},\cdots,w_0,\cdots,w_M\right]^H \\
&v(\alpha)=\left[e^{-jM\alpha},\cdots,e^{-j\alpha},e^{j0},e^{j\alpha},\cdots,e^{jM\alpha}\right]^T \\
&W=\frac{1}{\sqrt{M'}}\left[v(\alpha_{-M}),\cdots,v(\alpha_0),\cdots,v(\alpha_M)\right]
\end{aligned}
\tag{6-36}
$$

其中，$\alpha_k = 2\pi k/M'$，$k=-M,-M+1,\cdots,0$；波束形成器 $F_r^H = W^H C^e V^H$，$C^e = \mathrm{diag}(j^{-M},\cdots,j^{-1},j^0,j^1,\cdots,j^M)$。

此时，波束空间输出信号 $y(t)=F_r^H x(t)$。

进行实值特征值分解，求出信号子空间矩阵 S。

$$
R_y = E\left[y(t)y^H(t)\right] \approx \frac{1}{L}\sum_{i=0}^{L-1} y(i)y^H(i) \tag{6-37}
$$

其中，$y(i)$为$y(t)$的第 i 个样值，L 为快拍数。令 $R=\mathrm{Re}\{R_y\}$，对 R 进行实值特征分解，设 S 为张成 R 的信号子空间的标准正交矩阵，S 的列即为 R 的特征向量。

列出系统方程，求出 DoA。

令 $S_u = C_0 WS$，其中 $C_0=\mathrm{diag}\{(-1)^M,\cdots,(-1)^1,1,\cdots,1\}$，令 s_u^{-1}、s_u^0、s_u^1 分别表示由 S_u 的上、中、下（$2M-1$）行构成的矩阵，则系统方程为 $E\Psi=\Gamma S_u^0$。其中，

$$
E=\left[S_u^{-1} M S_u^1\right],\ \Gamma=\frac{\lambda}{\pi\gamma}\mathrm{diag}\left(-(M-1),\cdots,-1,0,1,M-1\right),\ \Psi=\left[B^T\cdots B^H\right]^T \tag{6-38}
$$

B 为待求特征值的矩阵。S_u^{-1} 与 S_u^1 之间为旋转不变关系，利用该关系可以从 S_u^{-1} 直接通过矩阵运算得到 S_u^1，并将其应用在系统方程的求解过程中。但是该步骤实际上并不必要，因为从 S 直接构造各子矩阵显然要比矩阵运算简单得多。当信号源数目 d 满足条件 $d \leqslant (M-1)$时，系统方程有唯一解 B_0。设 B_0的第 i 个特征值为u_i，那么第 i 个信号源 DoA 估计为$\hat{\theta}_i=\arg(u_i)$。

6.4.5 智能天线在 TD-SCDMA 中的应用及有关问题

1. 智能天线在 TD-SCDMA 中的应用

智能天线的布阵方式一般有直线阵、圆阵和平面阵，阵元间距 1/2 波长（阵元间距过大会使接收信号彼此相关程度降低，过小则会在方向图中形成不必要的栅瓣，故一般取半波长）。智能天线采用数字信号处理技术判断用户信号到达方向（即 DoA 估计），并在此方向形成天线主波束，它根据用户信号的不同空间传输方向提供不同的信道，等同于有线传输时的线缆，从而可以有效抑制干扰。

TD-SCDMA 智能天线的高效率是基于上行链路和下行链路的无线路径的对称性（无线环境和传输条件相同）而获得的。此外，智能天线可减少小区间干扰和小区内干扰。智能天线的这些特性可显著提高移动通信系统的频谱效率。

每个用户在小区内的位置都是不同的，这一方面要求天线具有多向性，另一方面则要求在每一独立的方向上系统都可以跟踪个别的用户。通过 DSP 控制用户的方向测量使上述要求可以实现。每用户的跟踪通过到达角进行测量，在 TD-SCDMA 系统中，由于无线子帧的长度是 5 ms，至少每秒可测量 200 次，每个用户的上下行传输发生在相同的方向，通过智能天线的方向性和



跟踪性，可获得其最佳性能。

此外，如前文所述，通过智能天线可获得较高的频谱利用率，可使高业务密度城市和城区要求的基站数量相应减少。在业务量稀少的乡村，智能天线的方向性则可使无线覆盖范围增加1倍。无线覆盖范围的增长使得在主要业务覆盖的宽广地区所需的基站数量降至通常情况的1/4。

2. 使用智能天线的有关问题

智能天线的主要作用是：降低多址干扰，提高 CDMA 系统容量，增加接收灵敏度和发射EIRP。但是智能天线有不能克服的问题，如时延超过码片宽度的多径干扰和多普勒效应（高速移动）。因此，在移动通信系统中，智能天线必须和其他信号处理技术同时使用。

智能天线技术对无线通信（特别是 CDMA 系统）的性能提高和成本下降都有巨大的好处。但是，在将智能天线用于 CDMA 系统时，必须考虑所带来的问题，并在标准和产品设计上解决这些问题。

- 全向波束和赋形波束

上述智能天线的功能主要是由自适应的发射和接收波束赋形来实现的。而且，接收和发射波束赋形取决于基站天线几何结构、系统的要求和所接收到的用户信号。在移动通信系统中，智能天线对每个用户的上行信号均采用赋形波束，提高系统性能是非常直接的；但在用户没有发射、仅处于接收状态下，又是在基站的覆盖区域内移动时（空闲状态），基站不可能知道该用户所处的方位，只能使用全向波束进行发射（如系统中的导航、同步、广播、寻呼等物理信道）。一个全向覆盖的基站，其不同码道的发射波束是不同的，即基站必须能提供全向和定向的赋形波束，这样一来，对全向信道来说，将要求高得多的发射功率[最大可能比专用信道高(10lg)N dB]，这是系统设计时所必须考虑的。

- 共享下行信道及不连续发射

在提供 IP 型数据业务的移动通信系统中，均设计了多用户共享的上下行信道，并在基站和用户终端使用不连续发射技术。在使用智能天线的基站中，由于用户移动，基站不可能知道用户的位置，故一般只能采用全向下行波束。此外，也可以增加一次接入过程，对每个用户进行定向发射。这两种方式各有优点，均可使用。

- 智能天线的校准

在使用智能天线时，必须具有对智能天线进行实时自动校准的技术。在 TDD 系统中使用智能天线时，根据电磁场理论中的互易原理，直接利用上行波束赋形系数来进行下行波束赋形。但对实际无线基站，每一条通路的无线收发信机不可能是完全相同的，而且，其性能将随时期、工作电平和环境条件等因素变化。如果不进行实时自动校准，下行波束赋形将受严重影响。这样，不仅得不到智能天线的优势，甚至完全不能通信。

- 帧结构及有关物理层技术

使用智能天线并不对移动通信系统的物理层技术提出特别的要求，而且，基本的物理层技术，如调制解调、扩频、信道编码、交织、纠错和数据复接等，与不使用智能天线是完全一样的。但是使用了智能天线，可以将物理层的效率设计得更高。例如在 TD-SCDMA 建议的系统中，使用了同步 CDMA 技术，简化了接收机；在物理层时隙设计中使用了特定的上下行导航时隙，减少了小区搜索及随机接入时的干扰等，都使智能天线的功能得以充分发挥。

- 智能天线和其他抗干扰技术的结合

目前，在智能天线算法的复杂性和实时实现的可能性之间必须进行折中。这样，实用的智能天线算法还不能解决时延超过一个码片宽度的多径干扰，也无法克服高速移动多普勒效应造成的信道恶化。在多径严重的高速移动环境下，必须将智能天线和其他抗干扰的数字信号处理

技术结合使用，才可能达到最佳的效果。这些数字信号处理技术包括联合检测(Joint Detection)、干扰抵消及 Rake 接收等。目前，智能天线和联合检测或干扰抵消的结合已有实用的算法，而和 Rake 接收机的结合算法还在研究中。

• 波束赋形的速度问题

必须注意的是，由于用户终端的移动性，移动通信是一个时变的信道，智能天线是由接收信号来对上下行波束赋形，故要求 TDD 的周期不能太长。例如当用户终端的移动速度达到 100 km/h 时，其多普勒频移接近 200 Hz，用户终端在 10 ms 内的位置变化达到 28 cm，在 2 GHz 频段已超过一个波长，对下行波束赋形将带来巨大的误差。故希望将 TDD 周期至少缩短一半，使收发之间的间隔控制在 2～3 ms，以保证智能天线的正常工作。如果要求此系统的终端能以更高的速度移动， TDD 上下行转换周期还要进一步缩短。

• 设备复杂性的考虑

显然，智能天线的性能将随着天线阵元数目的增加而增加。但是增加天线阵元的数量又会增加系统的复杂性。此复杂性主要是基带数字信号处理的量将成几何级数递增。现在，CDMA 系统在向宽带方向发展，码片速率已经很高，基带处理的复杂性已对微电子技术提出了越来越高的要求，这就限制了天线元的数量不可能太多。按目前的水平，天线元的数量在 6～16 之间。

总之，TD 中智能天线的应用是高经济系统设计的重要部分，可降低运营商投资，提高其经济收益。智能天线技术带给第三代移动通信系统的优势是其他技术都难以取代的，而且智能天线技术未来将向着数字化、集成化、适合宽带高速传输并能抑制更多干扰的方向发展。智能天线技术不仅可以用在 TDD 系统中，也完全可以用到 FDD 系统中，目前，国际上已经将智能天线技术作为三代以后移动通信技术发展的主要方向之一。所以，带有智能天线、联合检测和具有对称和非对称业务的自适应无线资源分配能力的 TD-SCDMA 技术的先进设计是迈向个人通信的重要一步。

6.5 软件无线电

所谓软件无线电（SDR，Software Defined Radio）[1,4]，就是采用数字信号处理技术，在可编程控制的通用硬件平台上，利用软件来定义实现无线电台的各部分功能（包括前端接收、中频处理以及信号的基带处理等）。即整个无线电台从高频、中频、基带直到控制协议部分全部由软件编程来完成。其核心思想是在尽可能靠近天线的地方使用宽带的“数字/模拟”转换器，尽早地完成信号的数字化，从而使得无线电台的功能尽可能地用软件来定义和实现。总之，软件无线电是一种基于数字信号处理（DSP）芯片、以软件为核心的崭新的无线通信体系结构。

1. 软件无线电的关键技术

软件无线电技术是软件化、计算密集型的操作形式。它与数字和模拟信号之间的转换、计算速度、运算量、存储量、数据处理方式等问题息息相关，这些技术决定着软件无线电技术的发展程度和进展速度。宽带/多频段天线、A/D、D/A 转换器件、DSP（数字信号处理器）技术及实时操作系统是软件无线电的关键技术。

• 宽带/多频段天线

理想的软件无线电系统的天线部分应该能够覆盖全部无线通信频段，通常来说，由于内部阻抗不匹配，不同频段电台的天线是不能混用的。而软件无线电要在很宽的工作频率范围内实现无障碍通信，就必须有一种无论电台在哪一个波段都能与之匹配的天线，所以，实现软件无线电通信，必须有一副可通过各种频率信号而且线性性能好的宽带天线。软件无线电台覆盖的

频段为2～2000 MHz。就目前水平而言，研制一种全频段天线是不可能的。一般情况下，大多数系统只需覆盖不同频段的几个窗口，不必覆盖全部频段，故可采用组合式多频段天线的方案，即把2～2000 MHz频段分为2～30 MHz、30～500 MHz、500～2000 MHz三段。这不仅在技术上可行，而且基本不影响技术使用要求。

• A/D、D/A转换器件

在软件无线电通信系统中，要想尽可能多地以数字形式处理无线信号，必须把A/D转换尽可能地向天线端推移，这样就对A/D转换器的性能提出了更高的要求。为保证抽样后的信号保持原信号的信息，A/D转换要满足奈奎斯特抽样准则。而在实际应用中，为保证系统有更好的性能，通常抽样率为带宽的2.5倍。软件无线电通信系统一般采用低分辨率的模/数转换器，但是由于其分辨率很低，信号处理的精度就会降低。增加转换器的精度成为一大热点。对于更高的转换带宽要求，可以用并行A/D转换的方法完成。

• DSP（数字信号处理器）技术

它主要完成电台内部数据处理、调制解调和编码解码等工作。由于电台内部数据流量大，进行滤波、变频等处理运算次数多，必须采用高速、实时、并行的数字信号处理器模块或专用集成电路才能达到要求。要完成这么艰巨的任务，必须要求硬件处理速度不断增加，芯片容量扩大。同时要求算法进行针对处理器的优化和改进。这两个方面的不断提高将是数字信号处理技术发展的不懈动力。只有这样，才能实现电台内部软件的高速运行和多种功能的灵活切换和控制。

在芯片速度条件限制下，对数字信号处理器的速度要求是非常高的，必须利用更高速度的DSP芯片组进行并行处理。各个芯片厂商正在努力提高芯片的处理速度，利用多种并行处理、流水线、专用硬件结构来提高芯片的数据处理能力。对于一些固定功能的模块（如滤波器、下变频器等），可以用具有可编程能力的专用芯片来实现，而且这种芯片的速度要高于通用DSP芯片。例如用FPGA（可编程门阵列）就可以同时满足速度和灵活性两方面的要求，支持软件无线电中的动态系统设置的功能。通常来说系统的分配方式是：计算密集型的部分在DSP内部完成，功能相对固定的部分就由FPGA来完成。

• 实时操作系统

软件无线电实现的重要基础是处理器速度的提高，然而在一定的处理速度限制下，需要有效的实时应用处理软件和实时操作系统支持，才能充分发挥处理器的性能。与通用操作系统相比，实时操作系统对处理任务的时间调度控制更加明确，可以更有效地面向高速数字信号处理分配有限的处理资源。针对不同的通信体制的共同点，采用并开发高效而灵活的实时操作系统和实时应用软件，完成多种通信模式的软件实现，并且随着移动通信的继续发展，增加具有新功能的系统模块，提供更先进的服务。

2. 软件无线电的优势

使用SDR概念来设计和实现下一代的无线通信系统和设备，与传统的产品和设备相比较，具有明显的优势。它将使得从技术研究开发，到设备制造商、电信运营商，再到每个无线通信的最终用户都受益。

• 为技术和产品的研究开发提供一个新概念和通用无线通信平台，大大降低了开发成本和周期

对技术和产品的研究开发而言，传统的无线通信系统只对单一的标准进行产品开发。从标准相对稳定到设计和开发专用芯片，再到产品设计和实现，这是一个以年为单位的过程，开发周期长、开发成本高。上述情况导致在标准制定进程中，大多数新技术不能被应用，限制了新

技术的发展和应用，导致商用产品和当时技术水平的巨大差异。SDR 将提供一个新概念和通用无线通信平台，在此平台上，可基于软件来实现新业务和使用新技术，大大降低开发成本和周期，使产品能跟上技术发展的水平。未来的新业务将由用户来开发，只有使用 SDR 的概念，才可能让用户像使用 PC 一样，用 SDR 设备去开发所需的新业务。

- 为设备制造商降低投资风险，提高经济效益

对制造商来说，随着技术的进步，目前无线通信产品的生命周期越来越短，因此针对单一产品线的投资风险很大。基于 SDR 产品的生产将比传统产品原材料成本低，且产品寿命长，这就意味着投资风险低。同时，其简单化及标准化硬件使得产品容易生产。因此，制造商生产基于 SDR 技术的产品，可得到远大于生产传统产品的效益。

- 为运营商降低投资风险

对运营商来说，移动通信网建设需要巨大投资，同时具有很大风险性。现今，我国一方面由于市场需求，GSM 网络迅速扩容，增加 GPRS 设备；另一方面又面临第三代移动通信即将到来的时期，制定一个成功的投资战略极为困难。在下阶段又将考虑在第三代移动通信的多种标准中如何选择，也有很大的投资风险。软件无线电从某种程度上就可降低这种风险。

- 为最终用户提供了一个通用的终端设备平台

从最终用户的角度看，基于 SDR 技术用户的设备，是为用户提供了一个通用的终端设备平台。它应当能支持多达 5～8 种国际上通用的标准，而且可以通过加载软件技术达到用户设备升级的目的。只有这样，用户才不需要关心他所在的地区和运营商的问题，从而实现真正意义的全世界漫游。用户也有可能获得他所希望得到的新业务。

3. 软件无线电技术在 TD-SCDMA 中的应用

TD-SCDMA 标准在提出之初就考虑了使用软件无线电的思想。TD-SCDMA 的 TDD 模式和低码片速率的特点使得数字信号的处理量大大降低，适合采用软件无线电技术。从系统的实现看，软件无线电主要在以下几方面得到了应用。

- 不对称业务的实现

TD-SCDMA 通信系统通过分配不同的上下行业务时隙实现对不对称业务的支持，时隙的灵活配置使得 3G 的不对称数据业务获得更大的利用率。而软件无线电平台的使用，可以根据终端用户的业务需求灵活分配时隙，软件算法可以有效地保证时隙分配的准确性，同时可根据时隙的分配，准确灵活地完成对前端放大器的开关控制。

- 智能天线技术的应用

TD-SCDMA 标准采用智能天线技术，通过对 N 个复加权矢量天线的输出信号进行加权处理，得到 M 个不同指向的窄波束，从而实现空间分离，提高输出信噪比，改善通信质量。其中，复加权的实现便是由软件无线电平台中的数字信号处理部分来完成的，使用一片或多片高速 DSP，采用波束赋形算法，完成最终的数字波束形成。同时，智能天线的算法也在不断地发展和优化，软件无线电的特点使得可以在不增加系统成本的情况下，保证算法的灵活和不断升级。

- TDD 模式固有的高峰均比适宜软件无线电的使用

在 TDD 模式系统中，系统的峰均比随时隙数增加而增加，因此整个基站系统对前端放大器的线性输出能力提出了严格的要求。软件无线电技术的应用可以方便地在数字域引入预失真技术，通过在 DSP 或 FPGA 中对信号包络或信号数据预失真，有效地控制 TDD 系统的峰均比，从而降低系统对前端放大器线性输出能力的要求。

参考文献

[1] 李小文，李贵勇等. TD-SCDMA 第三代移动系统、信令及实现. 人民邮电出版社，2003.

[2] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信技术与实现. 电子工业出版社，2004.

[3] 李世鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准. 人民邮电出版社，2003.

[4] 彭木根，王文博等. TD-SCDMA 移动通信系统. 机械工业出版社，2007.

[5] 朱东照，罗建迪等. TD-SCDMA 无线网络规划设计与优化. 人民邮电出版社，2007.

[6] 李世鹤，智能天线原理及实现. 中国电信，2000.



第7章 无线资源管理

与以话音通信为主的2G系统相比，3G系统除了提供语音业务，还提供数据、图像以及多媒体通信。所有这些3G业务有不同的服务质量（QoS，Quallity of Service）要求，如对时延、误比特率、数据速率等的要求，对带宽（码道）的需求也不尽相同。无线蜂窝网络设计有两大目标：一是保证各类业务的QoS要求，二是使网络的资源利用率达到最大，这都需要借助于对无线资源的管理（RRM，Radio Resource Management）。简单来说，无线蜂窝网络的设计追求的是在保证用户QoS的前提下，支持更多的用户设备（UE，User Equippment），提高频谱效率。对于FDMA/TDMA系统，无线资源管理相对简单，只需对频率、时隙进行合理的分配。而CDMA系统是自干扰系统，其性能和容量受干扰的限制，因此CDMA系统的无线资源管理要复杂得多。无线资源管理是除进行硬件和软件系统升级之外用于提高资源利用效率、改善用户服务质量的最重要和最灵活的手段。

无线资源管理算法不同于物理层、MAC层和RLC层等协议标准，这些协议需要标准化，否则不同设备提供商的设备间不能相互通信。而无线资源管理算法，由设备提供商根据各自设备特点独立实现，不同厂商的设备中的无线资源管理算法不尽相同。3GPP组织不对无线资源管理算法进行标准化，只提供一些基本框架[1]，因此本章主要阐述一些基本的无线资源管理算法。

7.1 无线资源管理概述

无线频谱资源有限，分配给移动通信系统的带宽资源更加稀少，因此现在2G和3G移动通信系统都使用蜂窝系统来解决无线资源不足和用户容量问题。蜂窝系统在有限的频谱上通过空间复用提供更大的系统容量与覆盖范围，而不需要做物理层技术上的重大修改。由于基站和移动终端传输范围以及所占用的系统无线资源有限，无线资源在基站端体现为复用的关系，而在移动终端之间表现为竞争关系（统计复用），特别是在QoS要求相对较低的分组数据业务中竞争更为激烈。为防止无线资源的无序竞争，需要有合理的无线资源管理机制对无线资源进行系统地复用、分配和释放，以确保系统的整体性能。无线资源管理负责空中接口无线资源的使用，监测业务和无线环境的变化，分配并调整无线资源的使用，以期达到最佳系统性能。

在移动通信中，无线资源主要是指空中接口中的资源。在CDMA系统中，主要指码字资源，不同的业务需求需要不同的码字组合。传统的CDMA系统，由于存在远近效应，如果不进行功率控制，系统将不能正常工作，因此空中接口资源也包括功率资源。而TD-SCDMA系统由于采用了TDD技术，相比于FDD模式的WCDMA和CDMA 2000系统，增加了一维时隙资源。TD-SCDMA还采用智能天线技术，智能天线具有空分多址（SDMA，Space Division Multiple Access）特性，因此又增加一维空间资源。在实际运营中，1.6M的单载波TD-SCDMA可能无法满足实际容量需求，TD-SCDMA还可能采用多载波（频点）运行，因此也增加了一维频率资源。这样TD-SCDMA系统中可控的无线资源包括码字、功率、时隙、空间和频率五维资源。由此可见，TD-SCDMA的RRM将十分复杂，它关系到如何充分进行资源管理和调配，使TD-SCDMA的系统优势充分发挥出来。



7.1.1 无线资源管理的组成

无线资源管理算法的基础是网络中上述无线资源的空余数量或空中接口的干扰水平。在空中接口过载前，由于无线资源短缺而导致的系统容量受限，称为硬阻塞；在无线资源尚有余量的情况下，空中接口负荷超过了规划的极限，则称为软阻塞。无线资源管理算法可以基于无线资源余量，也可以基于空中接口的干扰水平，与其相对应的阻塞是硬阻塞和软阻塞。一般说来，基于软阻塞的无线资源管理同基于硬阻塞的无线资源管理相比，可以提供更大的容量。

RRM 主要由算法模块、决策模块、资源分配模块、无线资源数据库和对外接口模块组成，其中起决定作用的是算法模块。在 TD-SCDMA 中，无线资源是根据用户要求进行分配的，因此无线资源管理算法模块的组成部分与用户事件有紧密联系。下面将按单个用户从空闲接入到呼叫结束可能经历的无线资源管理算法模块来描述。

接纳控制（AC，Admission Control）：无线通信系统采用的蜂窝体制是空间复用，此种复用方法是以干扰在可控制的范围内为前提。在 CDMA 蜂窝系统中，一般采用频率复用因子为 1 的体系，这样不可避免地带来小区间干扰。这种小区间干扰不是不可接受，只要干扰经过空间衰减，在接收处干扰控制在一定的范围内即可。同时在 CDMA 小区内，多径等移动环境造成了小区内有很强的多址干扰（MAI，Multiple Access Interference）。每接入一个新的用户都会带来这两种干扰，因此在移动通信系统接入一个用户前，需要评估该用户的接入是否会对当前其他用户造成很大的干扰。如果造成的干扰在系统可承受的范围内，接入此用户；如果造成的干扰超过系统的承受范围之外，拒绝该用户的接入。

动态信道分配（DCA，Dynamic Channel Allocation）：当一个用户被允许接入到系统中时，具体给此用户分配什么样的信道，取决于当前的系统状态和用户的信道状况。在 TD-SCDMA 系统中，有码字、功率、时隙、空间和频率五维资源可供分配，因此需要综合考虑，尽力保证用户的 QoS，同时使此用户对系统的干扰较小，尽可能接入更多的其他用户，此过程叫做信道分配。在 TD-SCDMA 中，可分配的资源相对其他 3G 系统更多，为了充分发挥这项优势，可以采取动态信道分配。

负载控制（LC，Load Control）：当用户接入到无线通信系统时，由于移动信道和移动业务的多变性，此用户可能会对整个系统的干扰贡献过大，从而影响了其他用户的正常使用。因此，需要在通信过程中对系统的负载进行监测和控制，尽量保障所有用户的 QoS。如果监测到的负载过大，系统需要采取一定的措施来降低系统负载，如降低用户的传输速率或功率等。

功率控制（PC，Power Control）：由于 CDMA 是自干扰系统，且存在远近效应，因此在功率发送上只需保证最低的 QoS 要求，过多的发射功率会造成额外的干扰。同时移动信道是在不停变化当中，发送功率需要始终随着信道的变化而变化。功率控制使空中接口的干扰电平维持最小，保证大部分移动用户的 QoS 要求。

切换控制（HC，Handover Control）：蜂窝系统中，基站是空间位置复用的，覆盖范围有限。用户是移动的，会出现从一个基站覆盖范围移动到邻基站的覆盖范围的情况，因此需要通信系统对此种行为做合理的控制和资源调配，使得用户的服务不中断，尽量使用户感觉不到服务基站的改变。

分组调度控制（PS，Packet Scheduling）：在用户传输分组数据过程中，不同的业务对于时延的 QoS 要求不同。移动环境中，多径效应以及用户的高速移动带来的多普勒效应导致用户的信道状态始终变化，因此在时延要求不是很高的条件下，系统可以让信道状况更好的用户来传送数据，既维持用户的 QoS 要求，又使整个系统的吞吐量得到提升。此过程需要一个很好的调

度器（scheduler）来调度这些分组数据。

资源管理模块（RM，Resource Management）：在用户通信过程中，其他用户的接入和退出造成了无线资源的无序状态。如果此时有其他用户要求接入连续的无线资源，那么可能出现尚有剩余的无线资源，但该资源又无法被使用的情况，因此在通信过程中，需要对无线资源定期处理，清除资源碎片，保证无线资源的最大利用率。

上述模块只是RRM的主要模块，还有一些模块是配合这些模块使用的，如为了获得当前用户所处信道的状况，还需要有对无线链路进行测量的模块——无线链路检测模块（RLS，Radio Link Surveillance）。该模块负责监测无线链路的质量，当检测到通信链路质量下降时，向相应的RRM模块发出报告，并进行恶化处理。此外，RRM还包括小区选择模块（CS，Cell Selection）和无线承载控制模块（RBC，Radio Bear Control）。

综上所述，无线资源管理的基本结构如图 7-1 所示，不同的模块在不同的交换域中分布可能不同。这里只是一个示意图，很多模块是交叉分布的。

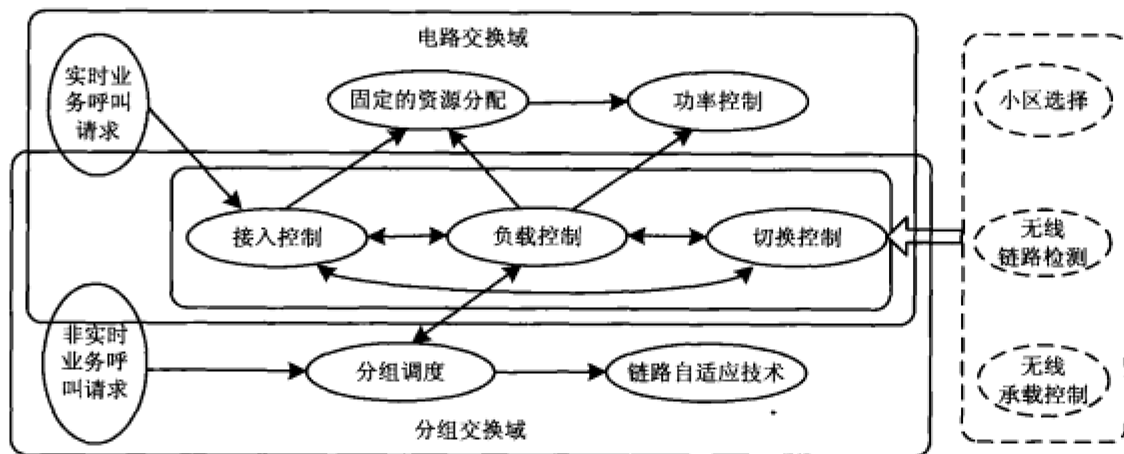


图 7-1 无线资源管理模块图

RRM 中的算法模块不是孤立存在的，而是相互关联的。比如在考虑用户接入时，可能会出现用户分配在不同的信道上对干扰贡献不一样的情况，因此接纳控制和动态信道分配有一定的联系；切换时的功率控制同时涉及切换控制和功率控制；当系统负载过大时，有些造成比较大干扰的用户可能会被拒绝服务，此时又会跟接纳控制联系在一起。

RRM 虽然主要定位在网络层，但大多数算法的设计都是基于物理层技术，因此 RRM 模块分散在 UE、Node B 和 RNC 中，任何算法的执行都是三者相互协调、相互作用的结果。

（1）在 RNC 中的算法主要有：PC、HC、AC、LC、PS（基于非 HS-DSCH 信道）、RM、CS 和 RLS。

（2）在 Node B 中的算法有 LC、PS（基于 HS-DSCH 信道）、HC（同基站不同扇区间切换）和 PC。

（3）在 UE 中需要执行的算法有 PC，但是大多数的无线资源管理算法的测量都基于 UE 进行。

常用 RRM 算法在通信实体中的分布如图 7-2 所示。



图 7-2 RRM 算法在各通信实体中的分布

7.1.2 TD-SCDMA 无线资源管理特点

由于 TD-SCDMA 和 WCDMA 都是 3GPP 组织的标准，共用一个核心网，所以很多协议标准都是相似的。WCDMA 的标准制定更早，因此 TD-SCDMA 的无线资源管理算法就可借鉴 WCDMA 现有的比较成熟的算法。但是 TD-SCDMA 毕竟不同于 WCDMA，有很多独特的地方，如 TD-SCDMA 的扩频因子最大为 16，最小为 1，最多可用的扩频码字数为 16，相比于 WCDMA 来说，信道数少，干扰相对较小。TD-SCDMA 在上行中还采用了同步的 CDMA，使得上行的码字间基本同步，保证码道的基本正交，这一点与 WCDMA 的异步模式并产生很大的干扰截然不同。TD 系统还采用智能天线和联合检测技术，大大减小了码道上的多址干扰和多径干扰，使得干扰的总体水平远远小于 WCDMA 系统。上述因素使得 TD-SCDMA 不再像 WCDMA 一样是一个单纯的干扰受限的系统，在某些场景下表现为资源（码道）受限，因此导致负载控制和接纳控制的作用相对减小。但 TD-SCDMA 系统终究是一个 CDMA 系统，接纳控制和负载控制可以使整个系统工作在更稳定的环境下，可以进一步提高吞吐量，提高频率效率。同时，TD-SCDMA 智能天线的空分作用和多载波运营会使得 TD-SCDMA 的无线资源管理算法更复杂。

7.2 容量与干扰分析

CDMA 系统本质上是一个自干扰系统，即系统容量取决于干扰水平。虽然 TD-SCDMA 系统是 CDMA 系统，但 TD-SCDMA 采用了上行同步、智能天线和联合检测等技术，使得 TD-SCDMA 在有可能不是干扰受限的，而是资源受限的，即系统容量取决于无线资源（码道）的数目。尽管无线资源管理的基础是衡量空中接口干扰水平，但是还是有必要从原理上分析干扰和容量之间的关系，干扰和容量分析是接纳控制和负载控制的基础。

一般而言，无线通信系统中的容量有两个方面的含义：一是单位带宽单位时间内以任意小的错误概率所能传达的最大信息量，即香农信息论意义上的容量，通常称为信道容量，单位为比特每秒赫兹（bit/s · Hz），有时也称为频谱效率；二是满足 QoS 要求的单位面积单位带宽下所能容纳的最大用户数，也被称为用户容量。下面主要对用户容量进行分析，此种分析是在假设系统中以话音业务为主、码道数不受限制的基础上，分析系统所能承载的理论最大用户数。

由于上下行使用的技术和功率资源不同，上下行容量也不相同。下面分别分析上行容量和下行容量。

7.2.1 上行容量

在蜂窝CDMA小区中，单个用户不仅受到本小区其他用户的多址干扰，也受到邻小区用户的多址干扰，只是干扰程度不一样。为了简化分析，用公式 $f = I_{intra} / I_{inter}$ 表示基站接收端的小区内用户的总接收功率和来自邻小区的总接收功率的比值，其中 I_{intra} 表示接收的本小区内所有用户功率之和，I_{inter} 表示其他小区对本小区的干扰。通常认为在系统处于稳定状态时，此比值变化较小，可认为是一恒定值。此值受小区半径、负载和智能天线等因素影响。小区半径越大，邻小区负载越小，此干扰比值就越大。对于单个用户来说，其用户比特能量与噪声谱密度的比值为

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j = \frac{\dfrac{P_j}{R_j / S}}{\dfrac{v_j \cdot \left[(1-\beta)\cdot(I_{intra} - P_j) + I_{inter} + P_N\right]}{W}} = \frac{W \cdot S}{R_j \cdot v_j} \cdot \frac{P_j}{(1-\beta)\cdot(I_{intra} - P_j) + f \cdot I_{intra} + P_N} \tag{7-1}$$

公式的分子表示每比特的能量，分母为噪声谱密度，其中 P_j 是在基站端用户的接收信号功率；W 是系统的码片速度；S 为一个时隙占整个帧时间长度的比例，在TD-SCDMA中，一时隙占整个帧的1/7.4074，因此 $S = 1/7.4074$；R_j 是用户的比特速率，v_j 是用户的语音激活因子，语音一般取0.5，是不连续发送（DTX，Discontinuous Transmission）期间的DPCCH的数据信令开销，v_j 一般取0.67，如果是数据业务，v_j 取值为1；β 表示的是上行信道中，采用智能天线和联合检测后，对其他用户的干扰消除因子，如果上行同步且智能天线工作理想，β 可以取值为1。如果采用单用户检测，β 取值为0，因此 β 在0和1之间取值。在TD-SCDMA中，β 一般取值为0.9；f 是小区内干扰和小区间干扰的比值，采用智能天线后，f 在TD-SCDMA中的取值比传统的CDMA要小得多，如果采用小区间联合检测，f 可以更小；P_N 为接收机热噪声。如果接收信号的 E_b / N_0 低于基站处的最小接收灵敏度 $(E_b / N_0)_{min}$，数据将得不到正确的解调和解码。此最小接收灵敏度一般与业务、比特速率、多径衰落信道、接收天线分集、移动速率等有关系，跟各个设备厂商的接收算法的实现有关系，在3GPP中做了初步规定[2, 3]。

如果采用的是理想功控，所有本小区用户到达基站的功率都相等，$P_j = P_{i \neq j}$，$I_{intra} = N \cdot P_j$，其中 N 为该小区容量的用户数，因此转换公式（7-1）可得用户的最小接收功率为：

$$P_j = \frac{P_N}{\dfrac{W \cdot S}{R_j \cdot v_j \cdot \left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j} - \left[(1-\beta)(N-1) + f \cdot N\right]} \tag{7-2}$$

基站接收的总功率 I_{total} 分为本小区的接收功率 I_{intra}、来自邻小区的接收功率 I_{inter} 以及背景噪声和接收机噪声 P_N：

$$
\begin{aligned}
I_{\text{total}} &= I_{\text{intra}} + I_{\text{inter}} + P_N \\
&= (1+f)I_{\text{intra}} + P_N \\
&= (1+f)\cdot N \cdot P_j + P_N
\end{aligned} \tag{7-3}
$$

一个用户的负载因子 η_j 可以等效为一个用户的接收功率 P_j 对总的接收功率 I_{total} 的影响

$$
\eta_j = \frac{P_j}{I_{\text{total}}} \tag{7-4}
$$

由于CDMA的干扰无法彻底分清，因此在WCDMA（TD-SCDMA与之相同）中引入了背景噪声提升（ROT，Rise Over Thermal），用来表示干扰的程度，即把所有无法分清的干扰换算成背景噪声，因此上行链路的背景噪声提升定义为总接收功率与噪声功率的比值：

$$
\text{ROT} = \frac{I_{\text{total}}}{P_N} = \frac{(1+f)\cdot N \cdot P_j + P_N}{P_N} \tag{7-5}
$$

把公式（7-2）带入公式（7-5），可得

$$
\begin{aligned}
\text{ROT} &= \frac{(1+f)N\cdot P_j + P_N}{P_N} \\
&= \frac{(1+f)N}{\dfrac{W\cdot S}{R_j\cdot v_j\cdot\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j} - \left[(1-\beta)(N-1) + f\cdot N\right]} + 1
\end{aligned} \tag{7-6}
$$

由于背景噪声提升ROT在实际的网络中可以测量到，因此从公式（7-6）可以计算出每小区的平均接入用户数 N：

$$
N = \frac{W\cdot S}{R_j\cdot v_j\cdot\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j}\cdot\frac{\text{ROT}-1}{1+\text{ROT}\cdot f + (\text{ROT}-1)(1-\beta)} \tag{7-7}
$$

由此可见，对于TD-SCDMA的话音业务来说，W、S、R_j 和 v_j 都是固定的，用户数量 N 取决于ROT大小、邻小区干扰因子 f、多用户检测因子 β 和基站检测的最小灵敏度 E_b/N_0。检测的灵敏度 E_b/N_0 越小，可承载的用户数量 N 越大；邻小区干扰因子 f 越小，用户数量 N 越大；多用户检测因子 β 越大，用户数量 N 越大；ROT越大，用户数量 N 越大。

由公式（7-7）可知，ROT趋于无穷大时，可得承载用户数量 N 的最大值。

$$
\begin{aligned}
N_{\max} &= \lim_{\text{ROT}\to\infty}\frac{W\cdot S}{R_j\cdot v_j\cdot\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j}\cdot\frac{\text{ROT}-1}{1+\text{ROT}\cdot f + (\text{ROT}-1)(1-\beta)} \\
&= \frac{W\cdot S}{R_j\cdot v_j\cdot\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j}\cdot\frac{1}{1+f-\beta}
\end{aligned} \tag{7-8}
$$

因此系统的上行负载因子 η_{UL} 可以定义为当前系统的承载用户和极限用户的比值

$$\eta_{UL}=\frac{N}{N_{max}}=\frac{\dfrac{ROT-1}{1+ROT\cdot f+(ROT-1)(1-\beta)}}{\dfrac{1}{1+f-\beta}}=\frac{(ROT-1)(1+f-\beta)}{1+ROT\cdot f+(ROT-1)(1-\beta)} \tag{7-9}$$

由此可见，上行负载 η_{UL} 和ROT存在换算关系。在实际系统中，受到最小检测灵敏度 E_b/N_0 影响，ROT不可能趋于无穷大。在WCDMA中，按照TR 25.942中定义，对于宏蜂窝系统，上行链路容量以ROT最大为6dB时承载的用户数来衡量，即对于单个系统，定义基站的一条链路干扰功率为 I_i，共有 N_{single} 条链路与该基站通信，单系统上行容量可以表示为：

$$C_{UL}=\arg_{N_{single}}\left\{\left[E(I\,|\,N_{single})-N_0\right]=6\text{dB}\right\} \tag{7-10}$$

然而在TD-SCDMA中，对于单个用户来说，背景噪声为 $\left[(1-\beta)\cdot(I_{intra}-P_j)+f\cdot I_{intra}+P_N\right]$，而不是WCDMA中的 $\left[(I_{intra}-P_j)+f\cdot I_{intra}+P_N\right]$。在TD-SCDMA中，采用了联合检测算法，$\beta$ 使小区内的干扰更小；又采用智能天线，其邻小区干扰与本小区干扰的比值 f 相对于WCDMA来说也会更小。如果按照统一的 ROT 公式（7-5），在TD-SCDMA中，系统能忍受的ROT阈值会更高，一般可以取到9dB。

因此根据公式（7-8），采用仿真[4]，可以得到系统的极限容量。表 7-1 给出了 $\beta=1$ 时系统的上行信道极限容量。

表 7-1 TD-SCDMA 上行信道极限容量（$\beta=1$）

ROT（dB） / f	1	2	6	12	15	25
0.4	13.98	18.11	22.33	23.39	23.53	23.65
0.6	11.19	14.15	17.01	17.71	17.81	17.89
0.75	9.74	12.15	14.43	14.98	15.06	15.12
1.0	8.00	9.84	11.52	11.92	11.98	12.02
1.2	7.00	8.54	9.92	10.25	10.29	10.33

从表7-1中可以看到，在 $f=1$、$\beta=1$、$\text{ROT}=6$ dB 时，系统单个时隙的容量为11.52个用户。而据我们所知，在TD-SCDMA中，一个时隙最多承载8个12.2 kbit/s的语音用户。这说明在干扰最大的情况下，实际的TD-SCDMA系统的承载用户小于理论最大用户数。由此可以看出TD-SCDMA在一般意义上是码道受限的，而不是干扰受限的。

7.2.2 下行容量

在下行容量中，接收方为用户，系统中第 j 个用户比特能量 E_b 与噪声谱密度 N_0 之比可以表示为：

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j=\frac{\dfrac{P_j/PL_{\mathrm{mj}}}{R_j/S}}{\dfrac{v_j\cdot\left[(1-\alpha)\cdot(P_{\mathrm{total}_m}-P_j)/PL_{\mathrm{mj}}+\sum\limits_{k\neq m}P_{\mathrm{total}_k}/PL_{\mathrm{kj}}+P_N\right]}{W}}$$
$$=\frac{W\cdot S}{R_j\cdot v_j}\cdot\frac{P_j}{(1-\alpha)\cdot(P_{\mathrm{total}_m}-P_j)+\sum\limits_{k\neq m}\dfrac{PL_{\mathrm{mj}}}{PL_{\mathrm{kj}}}P_{\mathrm{total}_k}+P_N} \tag{7-11}$$

与公式（7-1）一样，公式（7-11）的分子为每比特能量，分母为噪声谱密度。其中 P_j 是本小区基站给用户 j 的发射功率，P_{total_m} 是本小区基站 m 总的发射功率，PL_{mj} 是该用户到本小区基站的路径损耗，P_{total_k} 是其他小区的总的发射功率，PL_{kj} 是用户 j 到其他小区 k 的路径损耗，α 是正交因子。虽然OVSF码本身是正交的，但由于多径效应，下行的OVSF码字间并不完全正交，因此需要考虑由此引入的小区内多址干扰。α 取值为0～1，$\alpha=1$ 表明没有多址干扰，用户间完全正交，说明没有多径效应。在TD-SCDMA中，α 的取值要高于WCDMA，这是因为智能天线有空分效果，能隔离大部分的干扰。其他参数与上行容量分析中的参数是一致的。

把公式（7-11）换一个写法，可得到满足基本要求的单个用户的基站发射功率：

$$P_j=\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\frac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot\left[(1-\alpha)\cdot(P_{\mathrm{total}_m}-P_j)+\sum_{k\neq m}\frac{PL_{\mathrm{mj}}}{PL_{\mathrm{kj}}}P_{\mathrm{total}_k}+P_N\right] \tag{7-12}$$

如果一个基站承载的用户为 N 个，那么总的发射功率为：

$$P_{\mathrm{totoal}_m}=\sum_{j=1}^{N}P_j=\frac{\sum\limits_{j=1}^{N}\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\dfrac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot\left[\sum\limits_{k\neq m}\dfrac{PL_{\mathrm{mj}}}{PL_{\mathrm{kj}}}P_{\mathrm{total}_k}+P_N\right]}{1-\sum\limits_{j=1}^{N}\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\dfrac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot(1-\alpha)} \tag{7-13}$$

在整个系统稳定状况下，假定所有的小区支持同样的用户，并且总的发射功率都相同，即 $P_{\mathrm{totoal}_m}=P_{\mathrm{totoal}_k}$，那么

$$P_{\mathrm{totoal}_m}=\frac{P_N\cdot\sum\limits_{j=1}^{N}\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\dfrac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot PL_{\mathrm{mj}}}{1-\sum\limits_{j=1}^{N}\left\{\left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\dfrac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot\left[(1-\alpha)+\sum\limits_{k\neq m}\dfrac{PL_{\mathrm{mj}}}{PL_{\mathrm{kj}}}\right]\right\}} \tag{7-14}$$

根据前面上行容量分析可知，每个下行用户的负载因子是基站为每个用户分配的功率与基站发射总功率之间的比值：

$$\eta_{\mathrm{DL\,j}}=\frac{P_j}{P_{\mathrm{totoal}_m}} \tag{7-15}$$

因此下行链路的负载因子为所有用户的负载因子之和：

$$\eta_{DL}=\sum_{j=1}^{N}\eta_{DL\,j}=\sum_{j=1}^{N}\left\{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j\cdot\frac{R_j\cdot v_j}{W\cdot S}\cdot\left[(1-\alpha)+\sum_{k\neq m}\frac{PL_{mj}}{PL_{kj}}\right]\right\} \tag{7-16}$$

由此可见，下行负载因子跟用户所在的位置有关。因为位置不同，路径损耗不一样，从而 $\sum_{k\neq m}\frac{PL_{mj}}{PL_{kj}}$ 也不一样，该值是一个随机变量。为了得到该值的统计平均值，我们设定 f_{DL} 为用户到其他小区基站路损与到本小区基站路损比值的平均值，这与上行容量分析的小区内干扰和小区间干扰的比值 f 相似。

$$f_{DL}=\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}\sum_{k\neq m}\frac{PL_{mj}}{PL_{kj}} \tag{7-17}$$

很明显，当 η_{DL} 趋近于1时，容量能达到最大，此时假设所有用户要求的 $(E_b/N_0)_j$ 和速率 R_j 都相同。最大用户容量为

$$N_{max}=\frac{W\cdot S}{R\cdot v\cdot(1+f_{DL}-\alpha)\cdot\dfrac{E_b}{N_0}} \tag{7-18}$$

下面以12.2 kbit/s的话音业务为例，以 $E_b/N_0=8$ dB为最小接收阈值，由于TD-SCDMA中采用了智能天线，智能天线能带来6 dB的增益，实际所需的 $E_b/N_0=2$ dB，得出的系统容量[4]见表7-2。

表 7-2 TD-SCDMA 下行信道极限容量（$E_b/N_0=2$ dB）

f_{DL} \ α	0	0.2	0.4	0.6	0.8	0.9
0.55	5.77	6.62	7.77	9.41	11.92	13.75
0.75	5.11	5.77	6.62	7.77	9.41	10.51
1.0	4.47	4.96	5.59	6.38	7.45	8.12

由此看出，当 $\alpha=0.8$ 或0.9时，下行绝大多数的容量超过了8个用户，因此下行也基本上是资源受限的。

7.3 接纳控制

CDMA是一个自干扰系统，在空中接口上每接入一个服务用户，就会对系统带来额外干扰，使得所有正在接受服务的用户的链路质量下降。无限制地接入用户会导致很多用户的链路质量 E_b/N_0 下降，直到降低到最低检测灵敏度 $(E_b/N_0)_{min}$ 以下，这会导致掉话。此影响对边缘用户尤其大，因为边缘用户的路径损耗大，也靠近邻小区，受到的干扰更大。干扰的上升使得整个小区的服务半径变小，产生所谓的“呼吸效应”，即随着负载增大，服务半径变小。当负载减小时，服务半径变大。为了保证系统的稳定工作和保障已服务用户的QoS，需要对每个要求接入的用户进行评估，判断是否对系统造成较大干扰。如果引入的干扰不大，就可以建立一个无线接入承载，把用户接进系统，如果引入的干扰较大，就拒绝接入。

接纳控制是对当前的空中接口负载 η_{current} 进行评估，并估计待接入用户引入的负载增量 $\Delta\eta$，如果当前负载加上预增量大于系统临界负载阈值，就不予接入；反之，可接入。用户可接入条件为：

$$\eta_{\text{current}} + \Delta\eta < \eta_{\text{threshold}} \tag{7-19}$$

下面将对负载估计进行说明，评估用户接入的条件。由于负载不是一个明确可见的物理量，往往通过其他物理量的测量来间接表示或估算，所以负载的评估也称为负载测量。由于上、下行特性不一致，我们仍参照容量分析过程中的方法，对上、下行负载估计分别进行分析。

7.3.1 上行链路负载估计（测量）

根据不同的测量对象，上行链路负载的测量方法可分为两种：基于宽带接收功率的负载估计和基于吞吐量的负载估计。

1. 基于宽带接收功率的负载估计

宽带接收功率电平可用来估计上行链路的负载，接收功率电平可在 Node B 测量。基于此测量结果，可以获得上行链路的负载因子，计算方法如下。

如前面所述，对于某单个用户来说，其总的接收的干扰功率 $I_{\text{total_interference}}$ 分为本小区的接收功率 I_{intra}、来自邻小区的接收功率 I_{inter} 以及背景噪声 P_N。由于采用多用户检测技术，在系统稳定的情况下，$f = I_{\text{intra}} / I_{\text{inter}}$ 为恒定值，因此单个用户的干扰功率为：

$$\begin{aligned} I_{\text{total_interference}} &= (1-\beta)I_{\text{intra}} + I_{\text{inter}} + P_N \\ &= (1-\beta+f)I_{\text{intra}} + P_N \end{aligned} \tag{7-20}$$

定义系统的负载为来自本小区和邻小区的总的干扰功率之和与基站的宽带总干扰功率之比。当获得干扰功率的测量值时，也就知道了当前系统的负载状况。

$$\begin{aligned} \eta_{\text{UL}} &= \frac{(1-\beta)I_{\text{intra}} + I_{\text{inter}}}{(1-\beta)I_{\text{intra}} + I_{\text{inter}} + P_N} \\ &= \frac{(1-\beta+f)I_{\text{intra}}}{(1-\beta+f)I_{\text{intra}} + P_N} \end{aligned} \tag{7-21}$$

2. 基于吞吐量的负载估计

由前文的分析得知，小区的负载可以表示为当前承载用户数与最大承载用户数之比：

$$\eta_{\text{UL}} = \frac{N}{N_{\max}} = \frac{(\text{ROT}-1)(1+f-\beta)}{1+\text{ROT}\cdot f + (\text{ROT}-1)(1-\beta)} \tag{7-22}$$

对于每个用户而言，其负载贡献量为

$$\eta_j = \frac{1}{N_{\max}} = \frac{R_j \cdot v_j \cdot \left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j \cdot (1+f-\beta)}{W \cdot S} \tag{7-23}$$

因此当前小区的上行负载因子为各个单个用户的负载贡献量之和：

$$\eta_{\text{UL}} = \sum_{j=1}^{N} \eta_j \tag{7-24}$$

3. 上行链路负载估计方法的比较

表 7-3 比较了以上两种负载计算方法。在基于宽带功率的方法中，因为测量的功率包含了被 Node B 接收的该载频的全部干扰，所以邻区产生的干扰也包含在负载计算中。如果邻区的负载低，就可以从基于宽带的功率测量中获得该信息，进一步可以提高本小区的负载上限，即可获得软容量。基于宽带功率的负载估计可以将小区覆盖范围保持在规划的限制之内，提供的容量取决于邻小区的负载（软容量），该方法能有效遏制超出小区规划的呼吸作用。基于宽带功率的负载估计存在的问题是，测量的宽带功率中包括了来自相邻频率的干扰，干扰由靠近 Node B 天线的其他运营商的 UE 产生。因此，由于无法区分系统外部干扰，基于干扰的估算方法可能对当前载频的实际负载估计过高。通过宽带功率测量，Node B 接收器不能从本载频和其他载频中将干扰分离出来。

表 7-3 宽带功率负载估计与吞吐量负载估计比较

	宽带接收的功率	吞 吐 量
测量的容量	每一小区宽带接收功率	每一连接上行链路的 E_b/N_0 和比特率 R
需要的单独假设或测量	热噪声电平（=零负载干扰功率）P_N	其他小区与本小区干扰的比值 i
其他小区的干扰	包含在宽带接收功率的测量中	在i中假设已知
软容量	是，自动	非直接，可能通过RNC
其他干扰源（=邻信道）	降低容量	降低覆盖

基于吞吐量的负载估计不能直接考虑来自相邻小区或相邻载频的干扰。如果要求软容量，关于邻小区负载的信息可以从 RNC 中获得。基于吞吐量的无线资源管理将小区的吞吐量保持在规划的水平上，相邻小区的负载过高将会影响本小区的覆盖区域。

7.3.2 下行链路负载估计

跟上行一样，下行负载估计同样分为基于功率的负载估计和基于吞吐量的负载估计。

1. 基于发射功率的负载估计

在下行中，小区只需为每个用户分配满足用户最小接收灵敏度条件的功率即可。很大程度上，下行链路的负载由下行链路的总发射功率决定，所以下行链路的负载因子 η_{DL} 可以定义为当前发射功率 $P_{current}$ 与Node B的最大发射功率 P_{max} 之比。

$$\eta_{DL}=\frac{P_{current}}{P_{max}} \tag{7-25}$$

2. 基于吞吐量的负载估计

在下行链路，基于吞吐量的负载估计 η_{DL} 可参考下行链路所分配的总比特传输率以及下行可承受的最大吞吐速率的关系进行定义，定义如下：

$$\eta_{DL}=\frac{\sum_{j=1}^{N}R_j}{R_{max}} \tag{7-26}$$

其中，N 是当前下行连接数量，R_j 是第 j 个UE的比特速率，R_{max} 是允许的最大吞吐量。与上行相似，针对固定速率用户，特别是语音用户，也可以用当前接入用户的数目与最大用户数之比来代表下行的负载。

$$\eta_{DL} = \frac{N}{N_{max}} \tag{7-27}$$

每个用户对总的负载贡献为：

$$\eta_j = \frac{1}{N_{max}} = \frac{R_j \cdot v_j \cdot (1 + f_{DL} - \alpha) \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j}{W \cdot S} \tag{7-28}$$

这样总的下行负载为：

$$\eta_{DL} = \sum_{j=1}^{N} \eta_j = \frac{1 + f_{DL} - \alpha}{W \cdot S} \sum_{j=1}^{N} R_j \cdot v_j \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j \tag{7-29}$$

参数与前面分析大致相同，f_{DL} 是邻小区的干扰因子，可以通过RNC获取，正交因子 α 可由Node B基于上行链路的多径传播来估计。

7.3.3 接纳控制策略

接纳控制的责任是接受或拒绝建立无线接入承载的请求。在建立或修改承载时，都需要执行接纳控制算法。接纳控制功能体位于 RNC，在这里可以获得多个小区的负载信息。接纳控制算法会估计在无线网络中建立新的承载所引起的负载的增加。接纳控制需要在上下行分别进行估计。发出请求的承载只有在上行和下行的接纳控制都允许的情况下才可以被接入，否则就会因为可能造成较大的干扰而被拒绝。

除了考虑负载，还需要考虑可用无线资源数目。因为在实际系统中无线资源（信道数）有限，特别是在 TD-SCDMA 系统中，一个时隙最多能容纳的码道数为 16，因此最大同时服务的用户数要考虑码道数的限制和系统干扰。通过前面容量分析得知，TD-SCDMA 在一般情况下是一个码道（资源）受限系统，接入用户带来的干扰对系统影响不是很大，因此在接入用户时，主要考虑码道数的限制。

影响接纳控制性能主要包括：采用的接纳控制策略；接纳控制策略中各种阈值的选择。

接纳控制常用的策略如下。

（1）阈值策略。为了增加优先或非优先业务类的接入机会，当系统满足某些条件时，在某些地区，通过人为地或者系统动态地拒绝到达的某类服务请求来改善吞吐量。

（2）多层次策略。假定用户不能获得支持高 QoS 层次所需的必要资源，那么可以通过通信端协商接受一个较低层次（要求较少的资源）的接入，而不是被完全拒绝服务。

（3）重分配策略。假定系统不能获得支持用户申请的优先级较高的 QoS 所需的必要资源，那么降低一些已接入低优先级用户的服务，转让出部分资源。

（4）非交互策略。非交互算法主要使用不同类型干扰或传输功率阈值，当测量的信道（或小区）干扰（或功率）太高，接入被拒绝。

（5）交互策略。交互算法逐渐增加新终端的功率，直到被最后接入。交互接入算法允许用户与系统交互，并且监视/预测用户被完全接入将对系统的影响。

针对不同的系统特征和网络运营环境，不同的接纳控制策略各有优势。一般来说，其性能评价指标主要有以下几种：呼叫阻塞概率，通信中断概率（包括通信过程中业务质量下降引起的通信中止概率和越区切换失败）、概率、方案实施中的信令业务负荷和信道利用率。

在选择接纳控制算法时，总体目标是获得较高的信道利用率、较令人满意的系统服务质量、尽可能短的执行时间以及尽可能简单的算法。一般在确定接纳控制策略时，需综合考虑以上几个性能指标。在 CDMA 系统中，主要考虑干扰和容量。下面分别从上行和下行接纳控制进行阐述，上行和下行可以采用不同的接纳控制算法。

7.3.4 上行链路接纳控制

由 7.3.1 节可知，负载预测存在两种模式，因此上行接纳控制算法可以分为基于接收功率的接纳控制算法和基于吞吐量的接纳控制算法。

1. 基于接收功率的接纳控制策略

在基于接收功率的接纳控制算法中，如果新用户或者更改速率要求的用户接入系统后，系统的总干扰水平高于阈值，那么上行接纳控制算法不允许新用户接入，即满足以下条件的用户将被接入系统：

$$I_{\text{current}} + \Delta I < I_{\text{threshold}} \tag{7-30}$$

阈值可以由无线网络规划设置，并与背景噪声提升相关联。ΔI 是由于新的移动台接入系统而产生的干扰功率的增加。具体接纳控制的负载估算和判决过程如图7-3所示，从图中可以看出，基于接收功率的接纳控制算法与当前的负载测量 I_{current} 、预接入的负载增量 ΔI 的预测以及阈值 $I_{\text{threshold}}$ 的选择有很大关系，其中尤为关键的是对 ΔI 的估算，因为当前负载测量和阈值设定相对简单。

图 7-3 对新用户接入的负载估计

下面将采用两种方法来估算负载增加所带来的上行链路功率的增加[5]。两种方法均可用在基于干扰的接纳控制策略中，其思路是：估计由于新用户的增加而导致上行链路接收的宽带干扰功率 I_{total} 的增加量 ΔI 。从图中可以看出，ΔI 基于上行链路干扰对上行链路负载因子的导数 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}\eta$ 。

根据公式（7-3）、公式（7-5）以及公式（7-22），可得

$$I_{\text{total}} = \frac{P_N \cdot (\beta \cdot \eta_{\text{UL}} + 1 + f - \beta)}{(1 + f - \beta)(1 - \eta_{\text{UL}})} \tag{7-31}$$

对 η_{UL} 求导，可得导数

$$\frac{\mathrm{d}I_{\text{total}}}{\mathrm{d}\eta_{\text{UL}}} = \frac{\beta \cdot P_N \left[(1 + f - \beta)(1 - \eta_{\text{UL}})\right] + \left[\beta \cdot P_N \cdot \eta_{\text{UL}} + P_N \cdot (1 + f - \beta)\right] \cdot (1 + f - \beta)}{(1 + f - \beta)^2 (1 - \eta_{\text{UL}})^2} \tag{7-32}$$

下面根据导数 $\mathrm{d}I / \mathrm{d}\eta$ 求 ΔI，有两种方法。

第一种方法：假设功率的增加等于原来上行链路干扰功率对上行链路负载因子的导数，再乘上新用户负载因子 $\Delta\eta$，即：

$$\Delta I \approx \frac{\mathrm{d}I_{\text{total}}}{\mathrm{d}\eta_{\text{UL}}} \cdot \Delta\eta = \frac{\beta \cdot P_N \left[(1 + f - \beta)(1 - \eta_{\text{UL}})\right] + \left[\beta \cdot P_N \cdot \eta_{\text{UL}} + P_N \cdot (1 + f - \beta)\right] \cdot (1 + f - \beta)}{(1 + f - \beta)^2 (1 - \eta_{\text{UL}})^2} \cdot \Delta\eta \tag{7-33}$$

第二种方法：上行链路功率增加量的估计方法是基于积分的方法，将干扰对负载因子的导数积分，积分区间从负载因子的原来值（$\eta_{\text{old}} = \eta$）到负载因子的新值（$\eta_{\text{new}} = \eta + \Delta\eta$），如下式所示：

$$\begin{aligned}
\Delta I &= \int_{\eta}^{\eta+\Delta\eta} \mathrm{d}I_{\text{total}} \\
&= \int_{\eta}^{\eta+\Delta\eta} \frac{\beta \cdot P_N \left[(1 + f - \beta)(1 - \eta_{\text{UL}})\right] + \left[\beta \cdot P_N \cdot \eta_{\text{UL}} + P_N \cdot (1 + f - \beta)\right] \cdot (1 + f - \beta)}{(1 + f - \beta)^2 (1 - \eta_{\text{UL}})^2} \mathrm{d}\eta_{\text{UL}} \\
&= \frac{I_{\text{total}}}{1 - \eta_{\text{UL}} - \Delta\eta} \Delta\eta + \frac{\beta \cdot P_N}{(1 + f - \beta)(1 - \eta_{\text{UL}})} \Delta\eta
\end{aligned} \tag{7-34}$$

上面两个式子中的 $\Delta\eta$ 为预连接用户的负载贡献，根据公式（7-23），可由下式获得

$$\Delta\eta = \eta_j = \frac{1}{N_{\max}} = \frac{R_j \cdot v_j \cdot \left(\dfrac{E_b}{N_0}\right)_j \cdot (1 + f - \beta)}{W \cdot S} \tag{7-35}$$

这样可以算出预增加的干扰功率 ΔI，然后用公式（7-30）来判断是否接入。

2. 基于吞吐量的接纳控制算法

影响系统稳定的一个重要因素是系统的负载，所以可以直接通过控制负载的方法实现接纳控制功能。根据这一原理，满足如下条件的用户将被允许接入系统：

$$\eta_{\text{UL}} + \Delta\eta_{\text{UL}} < \eta_{\text{threshold}} \tag{7-36}$$

式中 η_{UL} 为接入新用户前的小区负载；$\Delta\eta_{\text{UL}}$ 为对新用户接入系统后引起的系统负载增量，可由式（7-35）计算；$\eta_{\text{threshold}}$ 是无线资源管理定义的阈值，在网络规划和优化中建议其值不要超过75%；η_{UL} 可以通过计算所有与该基站相连的用户的负载因子之和来获得：

$$\eta_{\text{DL}} = \sum_{j=1}^{N} \eta_j = \frac{1 + f_{\text{DL}} - \alpha}{W \cdot S} \sum_{j=1}^{N} R_j \cdot v_j \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j \tag{7-37}$$

7.3.5 下行接纳控制

与上行的接纳控制算法类似，下行接纳控制算法同样可分为基于发射功率的接纳控制算法和基于吞吐量的接纳控制算法。

1. 基于发射功率的接纳控制算法

在下行中，由于采用正交码，同步误差小，受限的资源往往是基站的功率资源。下行负载定义为：

$$\eta_{DL} = \frac{P_{current}}{P_{max}} \tag{7-38}$$

$P_{current}$ 为基站当前发射功率，而 P_{max} 是基站的总发射功率。因此，基站的发射功率就成了下行接纳控制判决的依据。与上行接纳控制策略相似，如果接入新用户后基站的传输功率没有超过设定的目标值，新用户的接入请求就被允许；反之则被拒绝。也即只有满足了下式的用户才可以被接入系统：

$$P_{current} + \Delta P < P_{threshold} \tag{7-39}$$

其中阈值 $P_{threshold}$ 由无线网络规划设置。值得注意的是，ΔP 既包括新用户所需的功率，又包括系统中现有UE的附加功率增加量，该增加量用于抵抗由于新UE的加入而造成的附加干扰。下行链路的负载增加值 ΔP 可基于下列因素进行估计：所需的 E_b/N_0、所需的比特速率、来自UE的路损报告。路损报告包括新UE的路径损耗信息以及UE需要克服的干扰电平，主要由开环功率控制算法来估算。

2. 基于吞吐量的接纳控制算法

与上行一样，影响系统稳定的一个重要因子是系统的负载，所以可以直接通过控制负载的方法来实现接纳控制功能。基于这一原理，满足下式的用户将被允许接入系统：

$$\eta_{DL} + \Delta\eta_{DL} < \eta_{threshold} \tag{7-40}$$

式中 η_{DL} 为小区的小区负载，$\Delta\eta_{DL}$ 为预接入用户引入的系统负载增量，根据公式（7-28），可通过下式来计算

$$\Delta\eta_{DL} = \eta_j = \frac{1}{N_{max}} = \frac{R_j \cdot v_j \cdot (1 + f_{DL} - \alpha) \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j}{W \cdot S} \tag{7-41}$$

其中，$\eta_{threshold}$ 是无线资源管理定义的阈值。在下行链路，基于吞吐量的下行负载估计会受到下行所分配的比特速率之和的影响。下行的负载因子可由下式计算得到：

$$\eta_{DL} = \frac{\sum_{j=1}^{N} R_j}{R_{max}} \tag{7-42}$$

7.4 负载控制

CDMA 是自干扰系统，尽管有合理的前期布局规划、合理的接纳控制算法，但是仍然不能保证系统时时刻刻工作在稳定状态。一些特别情况可能导致干扰无法控制，超越阈值，使大量接入用户的 QoS 得不到保证，导致大量用户掉话或者数据大面积延迟堵塞，造成系统拥塞。这些情况都是由系统负载过载造成的。无线资源管理的一个重要任务是确保系统不过载并维持稳定。如果发生过载，负载控制能迅速并可控地将系统还原到无线网络规划设定的目标负载值。

在接纳控制过程中，采用下式来代表接纳控制。

$$\eta_{\text{current}} + \Delta\eta < \eta_{\text{threshold}} \tag{7-43}$$

不能准确获得这3个参数都会导致系统负载过载。

(1) 当前系统负载的测量与估计η_{current}，如果此值被低估，接纳控制将会允许过多的用户接入，使得实际的负载超越稳定阈值，导致系统过载。

(2) 新用户接入可能引入的干扰$\Delta\eta$，如果此值被低估，也可能造成系统负载过载。

(3) 系统稳定负载阈值$\eta_{\text{threshold}}$，如果此值被设置得过高，可能出现系统已经处于过载的临界状态、但接纳控制算法仍然接入新的用户的情况，从而导致系统负载过载。

负载控制是一种事后的负载控制措施，而接纳控制是一种事前的负载控制措施，两者都是使系统尽量处于稳定状态。接纳控制是在负载不过载的情况下，接入更多的服务用户，而负载控制是监视系统负载，并可能减小服务的用户。在接纳控制算法正常情况下，负载过载主要是预测不准确和信道或业务的突然变化引起的。

(1) 在接纳控制过程中，用户会被分配资源，即分配OVSF码树中的扩频码SF给接入用户。接纳控制过程应当正确评估申请资源的用户在传输业务时的信道特性，设置足够多的冗余量，并判决用户是否能够接入。但实际系统用户传输业务时的信道特性很难准确预估，当用户基于分配的SF码进行业务传输时，由于用户的移动性和信道的变化，码字之间的正交性会被弱化，码字间将产生干扰，造成干扰受限的系统容量减少，并最终导致系统过载。

(2) 服务小区无法控制小区间的干扰，在接纳控制时小区间的干扰对于服务小区来说是一个统计平均值。但实际系统中小区间干扰变化剧烈，由于用户的移动性以及业务需求特性，小区间的干扰可能在某个时刻变化非常大，导致系统瞬时过载。

(3) 在下行链路，分配给每个移动台的发射功率都是基于移动台所处位置及其对应的信道状况的，在部分时刻可能大量的移动台都处于小区边缘的恶劣信道状况下，此时下行链路的功率控制失效，导致系统突然过载。

(4) 如果系统支持可变速率传输，处于基站附近的信道状况良好的用户突然增加传输速率就会导致整个小区的容量减小，产生“小区呼吸”现象，此时对于处在小区边缘处“呼吸区域”的移动台来说，系统将过载。

(5) 在切换过程中，由于申请切换的小区没有足够的资源，具有一定QoS要求的移动台拒绝切换，这也会导致原小区过载。

(6) 由于采用RACH信道传输业务的用户具有突发和随机性，它会突然增加系统干扰，导致系统过载。

因此负载控制主要是对系统运行过程中的负载进行监测，保证已接入用户的QoS。对于负载控制而言，主要有两方面的功能：过载识别和拥塞解决方法。

7.4.1 过载识别

在系统运行的任意时刻，负载控制都处于激活工作状态，监控系统的负载状况。过载识别基于以下两方面同时进行：

(1) 同时监控上行链路和下行链路的负载；

(2) 控制每条通信链路的目标SIR。

1. 上行链路负载识别

实时监测系统负载，当系统的负载超过系统负载阈值时：

$$\eta_{UL} = \frac{(\mathrm{ROT}-1)(1+f-\beta)}{1+\mathrm{ROT}\cdot f+(\mathrm{ROT}-1)(1-\beta)} \geqslant \eta_{\mathrm{threshold}} \tag{7-44}$$

即认为过载。在上面的公式中，$\eta_{\mathrm{threshold}}$ 是定义的负载阈值。一般情况下，如果在连续的一段时间内都满足上面这个公式，才认为系统负载过载。如果是短暂的，就认为是瞬时过载。对于瞬时过载，由于系统有业务的变化，并具有一定的自我修复能力，一般不做负载调整。

由于负载测量相对复杂，可以通过监测每个用户的 SIR 来衡量系统的负载。如果很多用户都发生以下现象：

$$\mathrm{SIR}_j^{\mathrm{current}} < \mathrm{SIR}_j^{\mathrm{target}} \tag{7-45}$$

就说明系统处于过载状态。式中，$\mathrm{SIR}_j^{\mathrm{target}}$ 表示第 j 个用户的目标信噪比。由于不同用户的重要性不同，为了更好地衡量负载，采用加权的方法。

$$\eta' = \sum_{j=1}^{N} \beta_j \cdot (\mathrm{SIR}_j^{\mathrm{current}} - \mathrm{SIR}_j^{\mathrm{target}}) \tag{7-46}$$

上式表示系统负载状况，其中 β_j 是第 j 个用户的加权影响因子，取决于用户业务的QoS。一旦系统检测到 $\eta' < \eta'_{\mathrm{threshold}}$，即认为系统过载。当然这种状态必须要维持一段时间，瞬时过载的意义不大。

单个用户如果满足 $\mathrm{SIR}_j^{\mathrm{current}} < \mathrm{SIR}_j^{\mathrm{target}}$，就可以通过功率控制等来弥补，不需要系统进行负载控制。此种情形一般发生在如下场景：

（1）邻小区干扰增加；

（2）使用RACH的用户增加，RACH传输信道自身的随机性造成干扰增加；

（3）小区呼吸造成处于小区边缘的用户不再处于基站的有效覆盖范围内。

实际上，如果是特定用户由于"小区呼吸"导致实际的 SIR 小于目标 SIR 值，即使采用理想的闭环功率控制算法来增加发射功率，也可能无法使得该用户的 SIR 达到目标 SIR 值。因为在这种情况下，功率控制无法收敛，发射给该用户的最大发射功率是受限的。

2. 下行链路过载识别

同样，下行链路的过载识别也分为两种，一种是基于整体负载的，另一种是针对发射功率的。

如果在一定时间范围内系统的总负载连续超过某一阈值，就触发负载控制：

$$\eta_{DL} = \frac{1+f_{DL}-\alpha}{W\cdot S}\sum_{j=1}^{N} R_j \cdot v_j \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_j \geqslant \eta_{\mathrm{threshold}} \tag{7-47}$$

如果系统识别出在一定时间范围内某个用户一直要求提高发射功率（检测 TPC），就断开和该用户的链路连接。有关该算法的具体细节仍然需要进一步研究和讨论。

7.4.2 拥塞解决方法

当无线资源管理模块发现系统负载过载时，就需要采取措施使系统从拥塞状态转移出来。措施有很多种，但总的处理步骤如下。

（1）优先级排序。把服务的用户按照 QoS 需求进行从高到低的排序，有严格的高 QoS 要求的用户具有最高优先级，而那些对传输速率和传输时延都不敏感的用户则具有最低的优先级。在具体衡量用户的优先级时，可以把不同的传输参数（如传输速率、传输时延、信道质量等）

作为成本函数的输入，根据最后成本函数的输出值再对用户进行排序。

（2）负载降低。当系统检测出处于过载状态时，采取两个措施。首先，拥塞的系统禁止任何新的连接接入；随后，对已接入的用户，按照优先级顺序，逐级降低最大传输速率。比如根据前面计算得到的不同用户的优先级来减小用户的 TFCS，或减小公共传输信道传输业务的 TFCS 等，采取的具体策略由运营商各自决定。

（3）负载检查。执行完上面所述的负载降低操作后，需要重新检查系统的负载。如果此时系统恢复正常状态，负载控制解决策略执行完毕；如果检测出系统仍处于过载状态，就返回第二步，在优先级队列中寻找下一个用户，执行负载降低操作。

当拥塞解决以后，可以让不同的用户恢复到拥塞前的传输能力上。在执行这个操作时，要防止系统重新进入过载状态。最后需要注意的是，当系统跳出过载状态时，由于执行负载控制而导致的 TFCS 改变的用户将最优先考虑恢复到负载控制执行前的状态。

上述是一些原则性的步骤，下面是一些具体的负载控制算法。

（1）下行链路快速负载控制：拒绝执行来自UE的下行链路功率升高指令。

（2）上行链路快速负载控制：降低上行链路快速功控使用的上行链路 E_b/N_0 的目标值。

（3）减少分组数据业务的吞吐量。

（4）切换到其他载波。

（5）切换到GSM系统。

（6）降低实时用户的比特速率，例如：采用AMR声码器。

（7）主动停止低优先级的呼叫业务。

上面所列的前两种方法是在同一基站内执行的快速操作。这两项操作可在一个时隙内进行，并快速为不同业务提供优先级。为了保证非重发业务的质量，可以提高对延时不敏感的连接的瞬间误帧率。这些操作虽然增加了分组数据业务的延时，但保持了诸如语音和可视电话等实时业务的质量。其他负载控制的操作一般比较慢，可以通过分组调度增加或减少分组业务。频率间切换和系统间切换也可用作负载平衡和负载控制算法。

7.5　功率控制

功率资源是蜂窝系统中最重要的资源，蜂窝系统是利用信号功率在空间的衰减来实现空间复用的。在 FDMA/TDMA 系统中，频率复用引起同信道干扰，而功率控制可以减小干扰，提高资源复用率，从而提高系统容量。CDMA 系统是一个干扰受限系统，“远近效应”使得边缘用户的信号被中心用户的高功率“淹没”，功率控制可以使用户间平等地共享资源。因为 CDMA 系统容量主要受限于系统内各移动台和基站间的干扰，所以功率控制是蜂窝系统中不可或缺的部分；这点已经在 2G 系统中得到验证。一般而言，功率控制使信号到达接收机的信号强度刚好满足解调的最小 SNR 要求。适时改变发射功率可以补偿无线信道中的路径损耗和衰落变化，从而既维持了通信质量，又不会对同一无线资源中的其他用户产生额外干扰。另外，功率控制还使得发射机功率减小，从而延长电池使用时间。

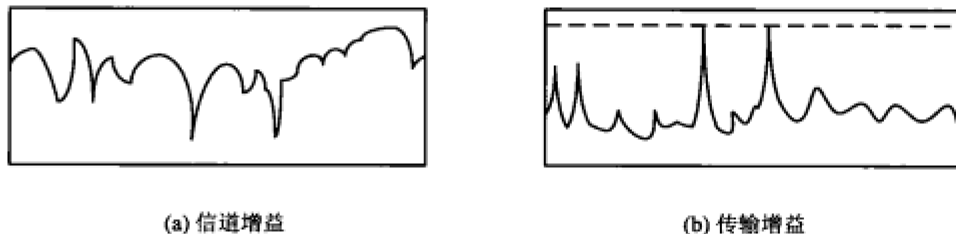
7.5.1　原理与分类

传统上，功率控制通过将信道状况反转来补偿变化的信道增益，达到所需的 SNR。如图 7-4 所示，为补偿图 7-4a 所示的信道增益，可采用图 7-4b 所示的传输功率，也可以使用虚线所示的最大发射功率，但采用虚线发射功率在大多数情况下是浪费资源，导致系统容量降低。

单个小区中第 j 个下行用户的SNR表达式如下所示：

$$\mathrm{SNR}_j = \frac{S_j}{I + P_N} = \frac{g_j(t) \cdot P_j(t)}{\sum_{i \neq j} g_i(t) \cdot P_i(t) + P_N} \tag{7-48}$$

其中 I 表示干扰，这里只考虑本小区干扰，不考虑邻小区干扰。$P_j(t)$ 为基站对用户 j 的发射功率；$g_j(t)$ 为从基站到用户 j 的链路增益，P_N 为热噪声。正如公式（7-48）所示，功率控制的难题在于信道状况 $g_j(t)$ 以及干扰状况 I 的获取。如何得到实时的信道状况一直是功率控制的难题。



(a) 信道增益　　(b) 传输增益

图 7-4　功率控制原理图

为获取信道状况，可以将传送的数据和已知的导频信号同时传输。通过测量接收到的导频信号，可以获取信道信息。但是此信道状况的获取是在接收端，而功率发送的大小由发送端决定，因此需要让发送端获知信道状况，需要接收端将信道信息发送给发射端。此过程就形成了一个闭环，如图 7-5 中的外环功率控制过程。

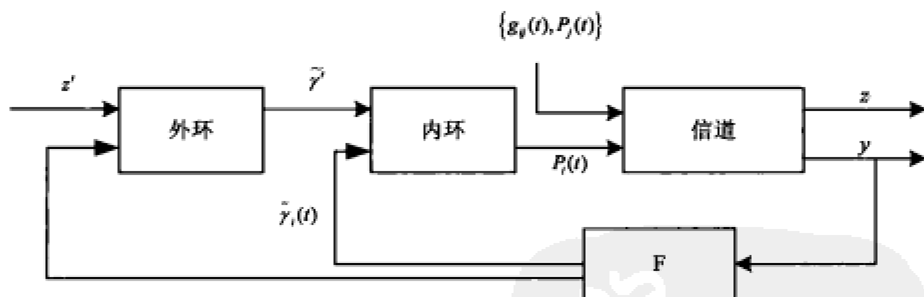


图 7-5　功率控制层次结构图

对语音和多媒体信息的评价是主观感受，而 SNR 是一个客观的测量值，两者不能之间划等号。在语音通信中，实际影响话音质量的是误帧率（FER，Frame Error Rate）。因此需要根据业务状况和 QoS 要求，把 FER 转化成相应的 SNR 需求，所以需要进行外环功率控制。外环控制模块根据不同用户的业务要求以较慢的速率计算目标 SIR 值，内环控制模块以较快的速率调整传输功率，使接收端的 SIR 满足目标 SIR 的要求。

图 7-5 中定义 z 为业务特定的质量测量参量（如 FER）需要经过较长时间的测量才能得到。F 模块从相关的测量值 y 预测功率控制所需的信息，传递给内环和外环功率控制模块。内环模块将外环的需求和实际测量值相比较，对功率进行上升或降低的调整。

在理想情况下，功控机制可以在保证用户 QoS 的基础上，使单用户带来的干扰最小。但在实际系统中，还存在其他影响功率控制效果的因素，如下所示：

（1）测量和控制信令造成的功控时延，使得功率控制的速度跟不上信道变化速度；

（2）发射机的输出功率受物理和量化过程限制，如专用物理信道上的最大发射功率受限，这些受限因素都将影响功控性能；

（3）信道测量不准，造成反馈信息不能准确反应信道状况，影响功控的可靠性；

（4）通信质量评估是一项主观行为，而功控只能使用相应的客观测量指标。

根据功率控制的特点，可以将其分成不同的类型，如图 7-6 所示。

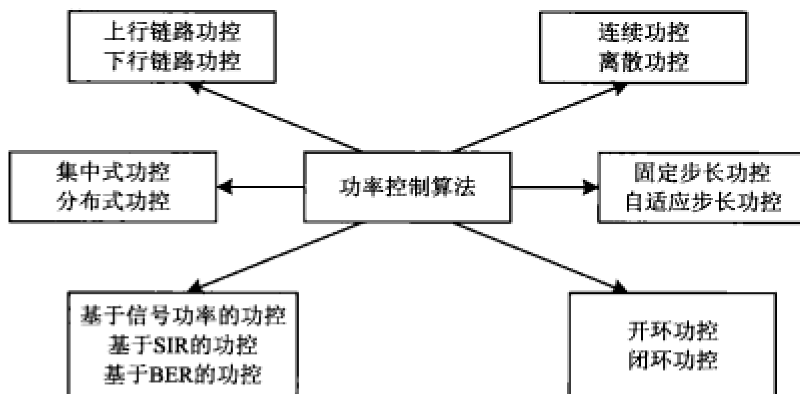


图 7-6 功率控制技术分类

根据在蜂窝系统中的链路方向，功控分为上行链路功控（从移动台到基站）和下行链路功控（从基站到移动台）。

上行链路功控的目的在于减小 CDMA 系统中的“远近效应”。对于下行链路，在单蜂窝系统中“远近效应”不是主要问题。然而在多蜂窝系统中，来自邻近小区的干扰将恶化本小区的性能，功控可用来减少小区间干扰，同时也可削弱信道的移动性造成的码字的非正交性干扰。

根据处理方式，功控可分为集中式功控和分布式功控。

集中式功控需要一个中央控制单元管理网络中所有链路的信息和信道增益，控制网络中所有单元的发射功率。集中式功控可以实现最优功率分配，但需要大量控制信令，在实际网络中并不实用。集中式功控只用来给出分布式算法的理论极限性能。

分布式功控单元只控制一个发射机功率，功控算法只取决于本地信息。在性能上，分布式功控不如集中式控制，但是实现简单。

根据确定功控命令的测量指标，功控可分为三类：基于信号功率的功控、基于 SIR 的功控和基于 BER 的功控。

在第一种机制中，接收机测量到达信号的功率大小，并和目标功率相比较，确定相应的功控命令。在第二种机制中，测量的指标是 SIR，其中的干扰包括噪声和多址干扰。该机制有一个严重的潜在问题：正向反馈可能会影响系统的稳定。当一个移动台从基站得到功控命令指示增加发射功率以求达到目标 SIR 时，也会增加对其他移动台的干扰，以至于其他移动台也需提高发射功率，这将导致典型的各移动台不合作问题（non-cooperative problem）。在第三种机制中，BER 定义为平均比特错误率，当信号和干扰功率恒定时，BER 是 SIR 的函数。但是在实际的网络中，SIR 是时变的，平均后的 SIR 并不对应于平均 BER。在这种情况下，BER 是更好的评价指标。由于在实际系统中都使用了信道编码技术，因此功率控制也可以基于平均误帧率进行。

根据功控信息的获取方式，功控可分为开环功控和闭环功率控制。

开环指不需要反馈信息，独立做功率控制，主要用于随机接入过程。由于 TDD 系统上下行链路在同一个载频上传送，通过对导频信号的路径损耗估计，接收端可以对发送信号的路径损耗进行准确估计，从而调整发送功率。开环功率控制的基本原理可描述为：

$$P_{\text{next}} = P_{\text{loss}} + P_{\text{des}} \tag{7-49}$$

其中 P_{next} 为开环功控调整后的终端发射功率，P_{loss} 为测量得到的链路路径损耗，P_{des} 为基站期望接收到的目标功率。在进行开环功控时，通过导频信息测量，终端可以获得信号的路径损耗情况，从而实时地调整发射功率值。开环功控由于不需要反馈信道，不需要根据之前的功控周期的结果进行调整，所以相对于闭环功率控制反应更灵敏。它可对移动台发射功率的调整一步到位，即信道衰落多少就补偿多少。但是在深衰落的信道环境中，开环功控会使功率幅度调节过大而产生误调，恶化系统性能。所以在目前的标准中，开环功率控制仅在无线链路建立时使用。

闭环指需要反馈信道，使功率控制和信息反馈成为一个环路。闭环功率控制分为功率调节和功率判决两个部分。以上行链路为例，功率控制由终端和基站共同实现。终端接收基站发来的功率控制命令（TPC），按照规定步长，增加或减少发射功率。而功率控制命令由基站根据接收到的上行信号信干比，通过功率控制算法计算获得。如前面所述，闭环功率控制又分为内环功率控制和外环功率控制，这里不再详述。

根据功率调整大小的度量，功控又可以分为连续功控和离散功控。

在数字通信中传输功率只能取离散值。理论研究表明，简单地将连续功控算法离散化将会破坏功控算法的收敛性和唯一性。用特定的离散方法能得到较弱意义上的算法收敛，如功率矢量的包络收敛。当发射机功率处于振荡状态时，整条链路的性能将会下降，掉话率上升。

根据功率更新的策略，功控也可以分为固定步长功控和自适应步长功控。

固定步长功率控制的功率改变值是定值，每次在之前的功控结果上增加或减少固定的功率数值。通常采用 1 bit 的控制信令，实现比较简单，节省带宽，但是性能上不如自适应步长机制。自适应步长功控每次的功率改变值是变化的，可以灵活适应信道变化。

7.5.2 TD-SCMDA 系统中的功率控制

在 TD-SCDMA 系统中，在上下行链路都采用了内环、外环和开环功控。内环和开环基于 SIR，外环基于 BER。功控模式是离散的，每时隙可以调整一次功率大小。不同的信道采用不同的功率控制方式，下面分别详述。

1. *开环功控*

上行开环功控由UE和网络共同实现，网络需要广播一些控制参数，而UE负责测量P-CCPCH的接收信号码功率（RSCP，Received Signal Code Power）。计算开环功控可以确定随机接入时UpPCH、PRACH、PUSCH和DPCH等信道的初始发射功率[6]，具体实现如下。

- UpPCH

在随机接入过程中，UE 根据下式确定 UpPCH 的发射功率：

$$P_{UpPCH} = PL_{P\text{-}CCPCH} + PRX_{UpPCH_des} + (i-1)\cdot P_{wrramp} \tag{7-50}$$

其中 P_{UpPCH} 为发射功率，$PL_{P\text{-}CCPCH}$ 为下行主同步信道P-CCPCH的路径损耗，根据下式计算：

$$PL_{P\text{-}CCPCH} = P_{P\text{-}CCPCH} - RSCP_{P\text{-}CCPCH} \tag{7-51}$$

其中 $P_{P\text{-}CCPCH}$ 为P-CCPCH发射功率，参考值在BCH信道上进行广播，$RSCP_{P\text{-}CCPCH}$ 为P-CCPCH在UE端的接收码功率，由UE测量得到。

式（7-50）中 PRX_{UpPCH_des} 为Node B期望的UpPCH接收功率，主要根据UpPCH信道上的干扰测量信息和接收端希望的SIR值确定，其值在BCH信道上进行广播；i 为随机接入的上行同步尝试次数，$i=1,\cdots,M_{max}$，M_{max} 为上行同步最大尝试次数；P_{wrramp} 为UE上行同步尝试失败后下一次尝试接入时功率的增加值。

- PRACH

上行同步建立后，UE 根据以下公式确定随机接入信道 PRACH 的发射功率：

$$P_{\text{PRACH}} = PL_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{PRACH_des}} + (i_{\text{UpPCH}} - 1) \cdot P_{\text{wramp}} \tag{7-52}$$

其中 $PRX_{\text{PRACH_des}}$ 为Node B期望的PRACH接收功率，主要根据PRACH信道上的干扰测量信息和期望的SIR值确定，其值由Node B在FPACH信道上回应UE成功上行同步的信令中给出；i_{UpPCH} 为UE上行同步的最后成功的总共尝试次数，即 i 的最终值。

- DPCH

网络根据下式确定专用物理信道 DPCH 的初始发射功率，并通知 UE。一旦 UE 收到相应信道的下行 TPC 命令，立即进入闭环功控状态。

$$P_{\text{DPCH}} = PL_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{PDPCH_des}} \tag{7-53}$$

其中，$PRX_{\text{PDPCH_des}}$ 为Node B期望的DPCH接收功率，主要根据DPCH信道上的干扰测量信息和接收端期望的SIR值确定。在下行链路中，开环功控根据UE发送的下行测量报告设置下行的初始发射功率。

- 公共信道

下行公共信道的发射功率是由网络状况决定的，不同下行公共信道发射功率之间的差值并没有在 3GPP 协议中规定，也可能动态变化。通常根据网络规划确定小区的大小，从而确定各下行公共信道的发射功率，将其作为小区的配置参数。

将开环功率控制过程用信令流程叙述，可以明确 UE 和网络的各自功能。图 7-7，以上行随机接入过程描述了上行的开环功控过程，突出了功控相关信息，而没有着重于接入的信令描述。

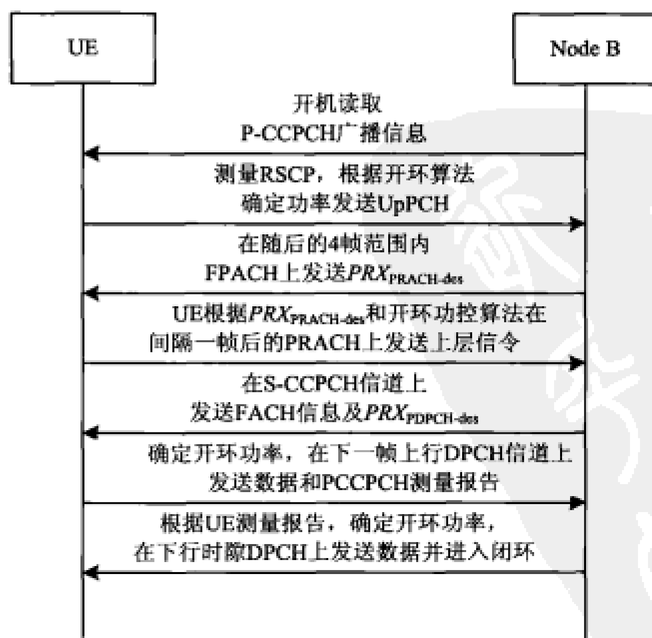


图 7-7　上行开环功率控制过程

影响开环功控性能的主要参数包括：UE 端 P-CCPCH 信道路径损耗的测量误差，控制信道

时隙和业务信道时隙的时延，开环功率控制精度，等等。

2. *外环功控*

内环功控虽然可以解决路径损耗以及远近效应的问题，使接收信号保持稳定的信干比 SIR，但是却不能保证接收信号的质量。接收信号的质量一般用误块率（BLER，Block Error Rate）或误码率（BER，Bit Error Rate）来表征。BLER 可以由接收信号 SIR 的分布函数决定，但两者之间的数学关系相当复杂，并且两者的对应关系随着环境因素（移动速度、多径和迟延）变化而变化。外环功控就是在信号质量要求与内环功控的目标 SIR 之间做合适的对应关系。

外环算法可以用图 7-8 表示。从工程的角度来看，保证一定的系统容量十分重要。如果设定的 SIR 目标值太低，将不能保证接收信号的质量；反之，SIR 目标值太高又会增加对其他信号的干扰，阻塞用户接入，降低系统容量。

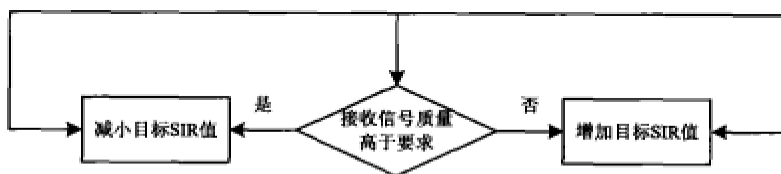


图 7-8 通用外环算法

外环可以采用不同的测量通信质量的方法，一种简单可靠的方法是采用循环冗余码 CRC 的错误检测结果来判断数据帧的错误情况。基于数据帧的软可靠性信息，还可以有另外一些判断通信质量的准则，例如信道解码前的 BER（即 raw BER）或者 Viterbi 解码（Turbo 解码）的软信息等。

在TD-SCDMA中，一般采用测量传输块TB中的CRC信息来判断此传输块是否有误。外环通过利用一个长度为 N_F 的窗口来统计BLER。比较统计测量的BLER和目标BLER，最终做出外环输出调整。外环调整公式如下：

$$\mathrm{SIR}_{\mathrm{target}}(n+1)=\begin{cases}\mathrm{SIR}_{\mathrm{target}}(n)+\Delta_{\mathrm{up}}, & \mathrm{BLER}\geqslant \mathrm{BLER}_{\mathrm{target}}\\ \mathrm{SIR}_{\mathrm{target}}(n)-\Delta_{\mathrm{down}}, & \mathrm{BLER}<\mathrm{BLER}_{\mathrm{target}}\end{cases} \tag{7-54}$$

测量的BLER大于目标BLER就说明误码比较多，需要增大内环的目标SIR。反之，则降低内环的目标SIR。Δ_{up} 和 Δ_{down} 分别表示上调和下降的步长。

- 上行外环功控

上行外环功控在 RNC 的 RRC 层执行，RNC 为每条执行上行内环功控的链路设置目标 SIR 值，并将这个目标值通知 Node B。Node B 收到 RNC 的通知后，便更新相应链路的 SIR 目标值，作为内环功控的依据。

- 下行外环功控

下行外环功控在 UE 端的 RRC 层执行，其原理和上行外环类似，只是功能实现单元不同。与上行功控不同的地方在于，网络端即使不能控制 UE 端的外环算法，仍能很有效地控制下行连接。首先下行链路的目标质量参考值是由 RNC 给出的，在通信中可以改变；其次，即使 Node B 收到 UE 的功控命令，也不一定必须按照内环算法执行，因为网络能够协调不同下行连接的通信质量，从而实现不同业务的优先级，这在下行负载较重的情况下可以有效减小网络恶化的可能性。

影响外环功控性能的主要参数包括：目标 BLER/FER 的设置，由信道编解码性能决定的

BLER/FER 和 BER、BER 和 SIR 的对应关系，SIR 的测量误差，可以用一个均值为零的正态分布随机数来仿真。

外环功控的性能可以通过闭环的性能来体现。

3. *内环功率控制*

内环功率控制是指接收端通过测量，得到信噪比的估计值 SIR_{est}，然后将此估计值 SIR_{est} 与外环输出的目标信噪比 SIR_{target} 进行比较，产生功率控制命令（TPC，Transmitter Power Control）。这个命令通过无线信道传到发送端，发射端根据此命令在开环功率控制设定的功率值基础上调整某一功率值。用公式可以表达为：

$$P(n+1) = P(n) + b_{tpc}(n)\cdot\Delta_{tpc} \tag{7-55}$$

$$b_{tpc}(n) = \begin{cases} -1, & SIR(n-1) \geqslant SIR_{target} \\ 1, & SIR(n-1) < SIR_{target} \end{cases} \tag{7-56}$$

其中，$P(n)$ 是 n 时刻的发射功率，Δ_{tpc} 是内环调整步长，即第（$n+1$）时刻的发射功率由第 n 时刻的发射功率、TPC 命令和调整步长决定。两个时刻之间的时间长度就是控制周期 T，所调整的幅度就是调整步长。

测量功率控制命令的传输会产生时延，TD-SCDMA 系统中内环功率控制的周期为 5 ms（也可能更长些），即一个无线子帧的长度。时延使系统不能将当前帧得到的功率控制信息作为下一帧信息的估计，在终端移动较快时，5 ms 的时间里信道可能经历 1 次以上的衰落，这使得前后两帧的功率或 SIR 相差较大。所以需要根据当前帧和最近一些帧的信息来预测下一帧（或隔几帧）的功率和 SIR 的值。根据当前（n 时刻）测到的 SIR，通过预测量的方法可得到($n+T$)时刻的 SIR。计算得到预测 SIR 后，通过与目标 SIR 的对比产生功率控制命令。

$$\Delta SIR = SIR_{est} - SIR_{target} \tag{7-57}$$

功率控制命令的生成：

$$PC = \begin{cases} 00, & \Delta SIR < 0 \\ 11, & \Delta SIR \geqslant 0 \end{cases} \tag{7-58}$$

根据 3GPP 规范，功率控制命令为 00 表示提高发送功率，功率控制命令为 11 表示降低发射功率。ΔSIR 为内环功率控制调整的步长，可选值为 1dB、2dB 或 3dB。

内环功控应能够跟上多径快衰落的变化，从而优化发射功率。与传统的 CDMA 系统相比，由于 TD-SCDMA 系统是同步的 TDD 工作模式，且使用了智能天线和联合检测，能有效地降低 CDMA 系统中的各种干扰，因而用户间的影响不再像其他 CDMA 系统那样明显。TD-SCDMA 系统可以使用复杂度较低的内环功率控制技术并保证系统能正常工作，同时 TDD 方式下的开环功率控制的准确性又可以降低系统对内环功率控制的频率和精度的要求。

- 上行闭环功控

上行闭环功控用来调整上行专用信道 DPCH 和上行共享信道 PUSCH 的发射功率。以上行 DPCH 为例，基站从 RNC 的外环功控算法得到相应功控信道的目标 SIR 值，在每一子帧内将其和 DPCH 的训练序列信号的接收 SIR 相比较。如果接收到的 SIR 大于目标 SIR，基站就在下行的 DPCH 信道上发送"下降"的功率控制命令 TPC；如果接收到的 SIR 小于目标 SIR，功率控制命令设置为"上升"。在 UE 端，当收到基站的 TPC 命令后，根据上升或下降的命令和选取

的功控步长，调整下一子帧相应信道的发射功率。

功控步长的选取与 UE 的移动速度是联系在一起的。给定一个通信质量目标，最佳上行功控步长的意义在于能得到一个最低的目标 SIR 值，这是由外环控制决定的。当 UE 速度较低时，多普勒频移较小，快衰落变化较小，此时选取较小的功控步长就可以跟得上信道的变化；当 UE 速度较大时，需要选取较大的功控步长来补偿信道；而当 UE 超过一定速度时，功控的速率已经跟不上信道的变化，较大的功控步长反而会使功控性能变差，相比较而言，减小功控步长反而会提高功控性能。

上行传输时一个编码组合传输信道（CCTrCH）可以复用多个传输信道，被复用的传输信道通过重复或者打孔进行速率匹配，这将会影响一定 E_b/N_0 下所需要的传输功率。因此，实际传输功率将在原定值上加权一个增益因子 β 。

当 UE 检测不到下行 DPCH 信号、得不到闭环功控 TPC 命令时，称 UE 处于失同步状态。此时 UE 将根据一定准则停止上行 DPCH 传输。在同步恢复后，UE 将继续上行传输，具体准则在参考文献[7]中有详细规定。

UE 在完成了闭环的调整和增益因子操作之后，还需要把实际发射功率限制在规定的动态范围之内。不同的 UE 功率类型有不同的功率要求，包括 UE 总发射功率的最大值和最小值。当 UE 总发射功率超过最大值时，当前时隙的所有上行物理信道的发射功率都将减小相同的值，使得 UE 总发射功率等于或低于最大值。

上行闭环功控过程如图 7-9 所示，包括快速的内环功控和慢速的外环功控。内环功控由 UE 和 Node B 在物理层实现，外环功控主要由 RNC 在 RRC 层实现，并与 Node B、UE 都有一定的控制信息交互。

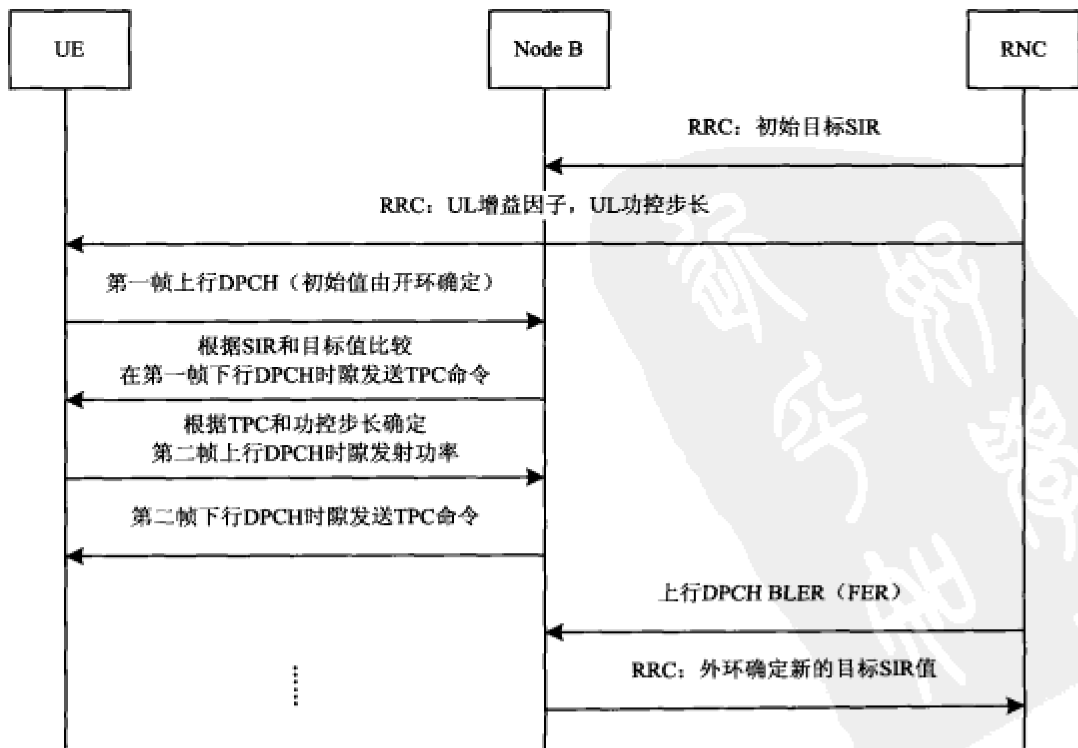


图 7-9 上行闭环功率控制过程

- 下行闭环功控

下行闭环功控用来调整下行专用信道 DPCH 和下行共享信道 PUSCH 的发射功率。以下行 DPCH 为例，UE 从 RNC 获得下行外环功控需要的 BLER（FER）值和其他一些控制参数，通过外环功控算法得到相应功控信道的目标 SIR 值，并在每一子帧内将其和下行 DPCH 的训练序列信号的接收 SIR 相比较。如果接收到的 SIR 大于目标 SIR，UE 就在上行的 DPCH 信道上发送"下降"的功率控制命令 TPC；如果接收到的 SIR 小于目标 SIR，功率控制命令设置为"上升"。在基站端，当收到 UE 的 TPC 命令后，根据上升或下降的命令和选取的功控步长，调整下一子帧相应信道的发射功率。

一个 DPCH 或 PDSCH 信道的发射功率不能超过上层给定的动态范围。这里的发射功率定义为物理信道扩频前一个时隙内复值 QPSK（8PSK）符号的平均功率。在下行数据传输的暂停阶段，Node B 将忽略收到的 TPC 命令。Node B 在一个时隙内的总下行发射功率不能超过规定的最大值，当总功率超过限制时，所有下行 DPCH 和 PDSCH 信道的发射功率将减小相同的值，使得总发射功率等于或低于最大值。当下行专用信道处于失同步的状态时，UE 总是将上行 TPC 命令设为"上升"。

下行闭环功控过程如图 7-10 所示，包括快速的内环功控和慢速的外环功控。影响闭环功控性能的参数主要包括接收机端的 SIR 测量误差、TPC 命令的传输误差、功控步长的选择（不同的环境设置会有不同的步长选择）和发射机的最大发射功率等。

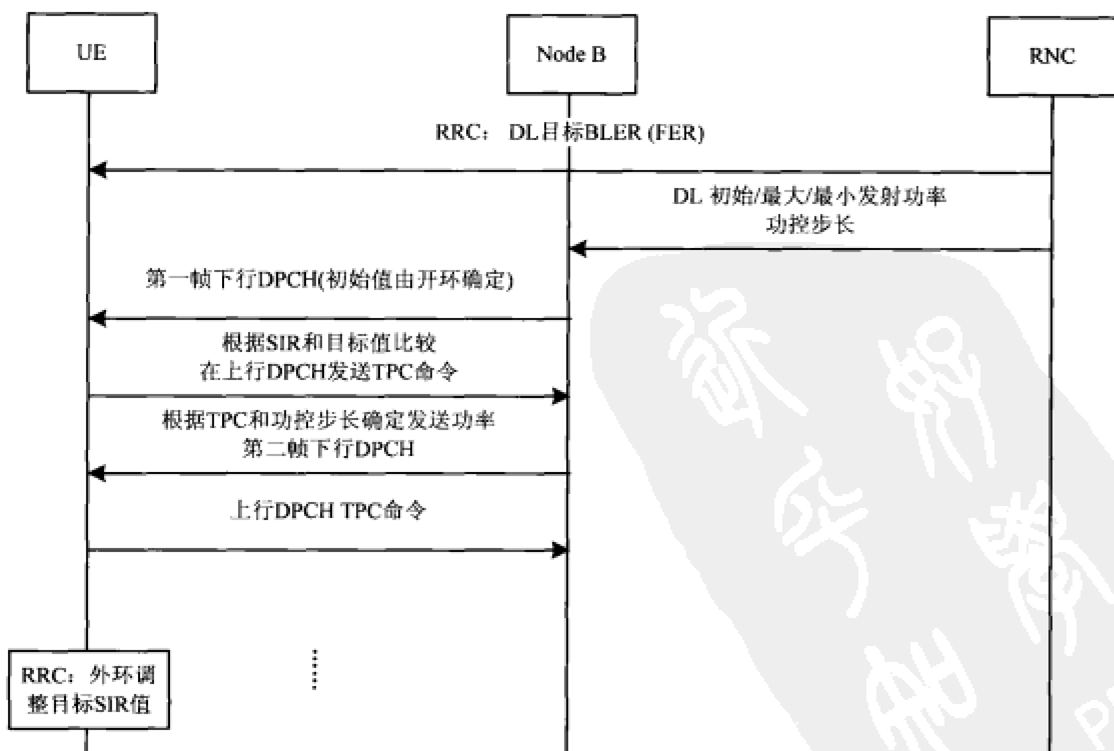


图 7-10　下行闭环功率控制过程

闭环功控的性能可以通过小区的容量和用户的满意率来体现。

7.6 切换控制

无线蜂窝系统的小区服务半径有限，而用户是移动的，所以用户终端可能移动到本小区的服务范围之外。但是移动通信系统提供的服务是泛在的，因此从一个小区到另外一个小区的切换控制是蜂窝系统中必不可少的。切换控制就是采取一定的措施，保证用户越区切换或系统间切换时通话的连续性，并且使通信质量达到预定的 QoS 要求。

在移动通信系统的性能评价中，中断正在进行的呼叫业务要比阻塞新的呼叫更令人反感。因此，为保证用户快速移动时所进行的呼叫业务的连续性，需要在基站之间进行切换来保持无线链路。而这需要无线资源管理系统对两个以上的蜂窝小区的无线资源进行分配和管理，也即在接纳控制和无线资源分配过程中需要考虑多个基站的参与，才能完成切换，而且在进行无线资源估计时需要考虑为潜在的切换用户预留资源。显然，用户移动时所经过的蜂窝越多，切换的次数越多，用户所占用的无线资源以及相应的设备费用就越大，系统所需的无线资源管理机制的实现复杂度也就越大。

切换是保证用户 QoS 的关键过程之一。要保证用户服务的连续性，使用户感觉不到由切换引起的服务变化。切换成功率在服务质量检测中被认为是一个敏感的指标，该参数大大影响着用户对服务的满意程度。在两项服务质量指标［呼叫接通率和呼叫掉话率（呼叫在通话过程中被中断）］中，掉话率显然比呼叫拒绝更受到用户的关注。

7.6.1 切换分类

切换技术有很多种，主要的分类方式如下：根据切换期间同时连接基站数量，根据切换的控制方式，根据切换过程中传递信令的基站，根据网络拓扑。

根据切换期间同时连接的基站数量，把切换技术分为硬切换和软切换，以及在 TD-SCDMA 中提出的接力切换技术。

硬切换是在切换时，先断开与本小区的连接，再连接到邻小区。主要特点是“先断开，后连接”，GSM 系统是硬切换的代表。

软切换是在切换时，同时接入目标小区但并不切断与原小区的连接，在连接成功后再断开与原先小区的连接，是“先连接，后断开”。IS-95 和 WCDMA 都是软切换的代表。

接力切换留待后面详细论述。

根据切换的控制方式，切换可分为网络控制切换（NCHO，Network-Controlled HandOff）、移动设备控制切换（MCHO，Mobile-Controlled HandOff）、移动设备辅助切换（MAHO，Mobile-Assisted HandOff）和网络辅助切换（NAHO，Network-Assisted HandOff）。

网络控制切换（NCHO）方式是指系统网络周期性地测量上行链路功率，当信号电平降到阈值以下时，由网络发起切换过程。其主要优点是降低了信令负载和移动终端的复杂度，缺点是切换判决可靠性低。

移动设备控制切换（MCHO）方式是指移动设备周期性地测量下行链路的信号电平，也测量所有相邻蜂窝的信号。根据这些测量信息，由移动设备主导切换过程。这种切换方式的主要优点是可以进行快速切换，减小切换延时，在两个接入网之间需要切换时的初始化操作简单，缺点是增加了移动设备的复杂性。

移动终端辅助切换（MAHO）方式是指网络和移动设备都对无线链路参数（上行链路和下行链路）进行测量。移动设备周期性地向网络报告下行链路测量报告，而网络根据上行链路和下行链路的测量结果进行切换判决。测量的周期必须恰当选择，若测量反馈过于频繁，会产生

额外负载，同时测量也应足够频繁以便当需要切换时可以快速反应。移动设备辅助切换主要优点是需要较低的信令负荷并导致较小的切换时延，缺点是移动设备复杂性增加了。GSM 和第三代移动通信系统一般使用这种切换控制方式。

网络辅助切换（NAHO）方式是指由移动设备主导切换判决，系统网络辅助支持。此判决基于上行链路和下行链路的信号质量测量，而网络通知移动设备有关上行链路的信号测量。移动设备在网络的辅助下进行切换判决。使用此策略的优点增加了切换的可靠性，缺点是增加了移动设备的复杂性和当前无线链路的信令负载。

根据用于移动设备和网络之间进行切换需要交换的信息资源，切换可分为后向切换和前向切换。

若移动设备和网络之间通过原有的链路交换切换相关信息和信令，则称为后向切换。一般这种切换由服务基站发起，目前的移动通信系统大多使用此类切换机制。

若移动设备直接将切换相关的信息发送给新基站，则称为前向切换。前向切换一般由目的基站发起。在这种情况下，目的基站将负责在网络侧建立新的链路。只有在移动设备控制信道的分配时才有可能使用前向切换。前向切换比后向切换速度快，但是主要缺点是难以恢复失败的前向切换（旧的连接可能丢失）。

根据切换的范围，切换分为小区内、RNC 内小区间、RNC 间、MSC 间和网络间切换等。

小区内切换是指在切换后，移动台仍保持和同一基站的连接，但改变了无线信道。这可能发生在移动台仍然位于当前基站的服务区内（它正接收一个足够强的信号），但是原有的无线信道上的干扰电平太高（也就是 C/I 比值的降级）的情况。在扇区化小区情况中，小区内切换可以发生从小区的一个扇区切换到另一个扇区。从网络观点来看，这是一种最简单的切换形式。

RNC内小区间切换是指，当切换发生在同一RNC内的不同小区间时，需要变更和移动台建立链路连接的基站。当移动台进入新的基站服务区时启动这类切换。小区间切换准则和小区内切换准则有所不同。除了因为信道条件变化引起的切换，有时还启动切换来帮助移动台从负荷重的基站切换到负荷轻的相邻基站，平衡小区间的负载状况。

RNC 间切换是指，参与切换的两个基站从属于不同的 RNC，切换时需要 RNC 间的信令支持。

MSC 间切换是指，参与切换的两个基站从属于不同的 MSC，切换时需要 MSC 间的信令支持。MSC 间切换相对复杂，一般在城市边缘发生。

网络间切换可以是 TD-SCDMA 网络和 WCDMA 网之间的切换，或者是在两个不同的 TD-SCDMA 系统之间的切换。TD-SCDMA 和 GSM 能够支持 TD-SCDMA 和 GSM 之间的切换，这些切换可能出于覆盖或者负载平衡原因。TD-SCDMA 的发展初期，需要切换到 GSM 网络提供连续的覆盖。GSM 到 TD-SCDMA 的切换会降低 GSM 小区的负载。当 TD-SCDMA 网络流量增大的时候，双方向的切换对于调节负荷是很重要的。

7.6.2 TD-SCDMA 切换机制

TD-SCDMA 网络支持两种切换模式：硬切换和接力切换。其中接力切换是基于 TDD 系统和上行同步技术提出的新的切换方式，其主要目的是为了提高切换成功率和缩短切换时间。硬切换是“先断后连”的切换方式，这种切换方式的好处是信道的利用率较高，终端在切换中只占用一个信道，而不会同时占用多个小区的信道。但是这种切换的弊端也很明显，就是很容易造成切换掉话。而 CDMA 网络中应用的软切换，是指一个终端可以同时接收多个小区的信号，是“先连后断”的切换方式。此种切换方式可以减少切换掉话，但是这种方式占用的无线资源

较多，并且会增加系统负荷。

接力切换则避免了上述硬切换和软切换带来的缺陷。首先，由于采取了上行预同步的技术，由 UE 对目标小区进行预同步，但是并不占用目标小区的码道。只有在收到原服务小区下发的“物理信道确认”（在 DCCH 上发送）信令时，才会把上行链路接入目标小区，随后将下行链路也接入目标小区。而在这一过程中，实际上经过了 UE 测量、RNC 判决、目标 Node B 波束赋形、UE 与目标 Node B 进行上行同步、UE 切换至目标 Node B、原 Node B 释放信道等几个步骤。其中涉及的关键技术包括智能天线、上行同步以及利用 TDD 信道的互惠性。基于这几种技术和特点之上的接力切换可以说是为 TD-SCDMA 系统量身打造的切换方式。而接力切换也为 TDD 系统带来了信道利用率高、切换成功率高、切换掉话率低、切换算法简单和信令负荷较轻等好处。

通常情况下，TD-SCDMA 系统采用接力切换。当无法使用接力切换时才使用硬切换。比如当终端在不同频点间进行切换时，就只能采用硬切换的方式。

1. *硬切换*

在 TD-SCDMA 系统中，其硬切换机制参考了现有的 GSM 系统的切换方式，即移动台辅助切换方式（MAHO）。该方式由移动台来测量本基站和周围基站的信号强度，将测量结果报告给 RNC 进行分析和处理，由 RNC 做出有关切换的决策。

在硬切换过程中，容易出现用户在目标基站与原基站之间短时间内反复切换的“乒乓效应”，影响系统性能。这是由测量报告的延时和信道的剧烈变化共同引起的。因此在实际切换过程中，需要加入一定的时间延迟和信号强度冗余，补偿因为传播条件的复杂性、信息处理速度和能力的限制、命令传递的时间延迟等原因造成的误差，减少不必要的切换，避免“乒乓效应”。同时针对 TDD 系统对干扰敏感的问题，只有当相邻小区基站信号强度优于本小区信号强度一定程度（即差值大于信号强度冗余），并且本小区信号强度小于某一特定阈值时，才启动切换过程。

在 TD-SCDMA 移动通信系统中主要采取不断更新不同小区集合的硬切换方式，将基站分为 4 种集合：激活集、候选集、邻集和剩余集。

激活集：移动设备当前建立通信连接的所有基站组成的集合。由于 TDD 双工模式的限制，激活集中的基站数目只可能为 1。

候选集：在监测下的且可能参与切换的、但还未加入激活集的基站集合。

邻集：未列入激活集或候选集，可用作切换的基站的集合。

剩余集：所有其他基站的总和。在 3GPP 标准中，把邻集和剩余集合称为邻集。

TD-SCDMA 系统中基站集合更新如下。

（1）移动设备不断测量本基站和周围基站的广播信道的信号强度，并周期性地或由特定事件触发向 RNC 报告测量结果。

（2）RNC 接收 Node B 提交的由 UE 发出的测量报告后，根据测量报告中的信息，不断更新基站集合的内容：若剩余集中的基站信号状况优于某一预先定义的值，将该基站加入邻集；邻集的基站信号状况足够好时则可进入候选集；若候选集中某一基站的信号状况足够好，且优于当前服务基站超过一定程度（预定义的信号强度差），则替换原服务基站成为新的服务基站，原服务基站从激活集中删除，进入候选集。

硬切换的具体算法如下：只有当候选集中的基站 n 的平均接收功率值 $Rx(n)$ 与当前小区的平均功率 Rx 的差值超过切换储备值 T_margin，且当前小区信号强度 Rx 低于阈值 $Rx_{\text{threshold}}$，才能发起切换。算法可由下列公式表示：

$$Rx(n) > Rx + T_margin \tag{7-59}$$

$$Rx < Rx_{\text{threshold}} \tag{7-60}$$

其中，切换储备值T_margin和服务基站的信号强度阈值$Rx_{\text{threshold}}$的调整确定了切换的性能。

如图7-11所示，共有3个基站处于监测之下，小区1处于激活集，小区2、3处于剩余集。在0时刻，小区2的信号强度大于T_add，即高于候选集的阈值。再经过时间ΔT，如果信号强度仍然大于T_add，小区2加入候选集，如时刻1所示。随后在时刻2，小区2的信号强度比当前服务小区大T_margin。经过时延ΔT，直到时刻3两者的差值不断增大，则激活切换过程，小区2替代小区1成为服务小区，小区1进入候选集。在时刻4，小区3的信号强度已经足够强，小区3的信号强度比候选集中信号最差的小区1的大T_margin，此状态至少保持时延ΔT的时间，在时刻5将小区3加入候选集。在时刻6，小区1的信号强度低于T_drop，经过时延ΔT，在时刻7小区1从候选集中删除并加入剩余集。移动设备将在时刻0、2、4、6根据特定时间的触发向RNC提交测量报告，RNC在接到报告后，根据上文中所说的策略和算法进行相应的处理，维护和更新不同的基站集合，在切换条件满足时发出切换命令。

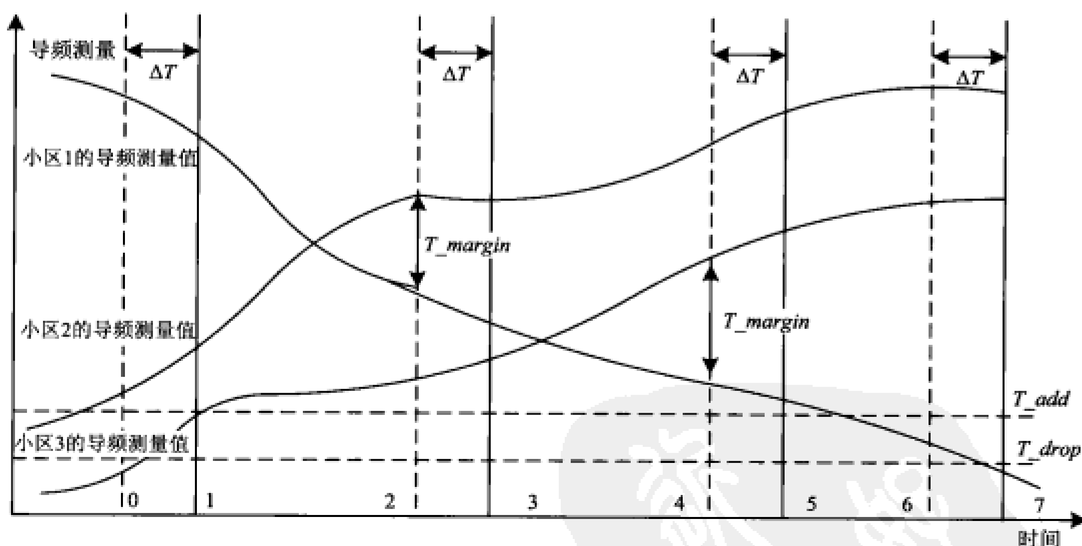


图 7-11　硬切换实例

在上面的算法中，一般以 P-CCPCH 信道的接收功率作为基站到用户的链路状况的衡量标准。但是该信道仅仅是 TS0 时隙的公共信道，并不能反映业务信道的链路状况，因此不能很精确地表征 UE 在业务时隙下的信号质量。还可以引入对业务信道信号质量的测量（例如测量 BER 或 FER 等）来提高切换算法的精确度。

鉴于TD-SCDMA系统不同时隙下的干扰不同，同时只能基于P-CCPCH信道进行切换报告，所以和WCDMA系统的切换相比较，需要更仔细地设置切换参数，对其中的关键参数如T_margin、测量周期、切换时间冗余ΔT和切换延迟等进行仔细研究，在实际系统的规划优化中给出最佳参数配置。

2. 接力切换

接力切换（BH，Baton Handover）是 TD-SCDMA 移动通信系统的核心技术之一。其设计

思想是利用智能天线和上行同步等技术，在对 UE 的距离和方位精确定位的基础上，根据 UE 的位置信息作为辅助信息来判断目前 UE 是否移动到了可进行切换的相邻基站的临近区域。如果 UE 进入切换区，那么 RNC 通知目标基站做好切换准备，从而达到快速、可靠和高效切换的目的。这个过程就像是田径比赛中的接力赛跑传递接力棒一样，因而形象地称为接力切换。接力切换通过与智能天线和上行同步等技术有机结合，能同时获得软切换的高成功率和硬切换的高信道利用率，是一种具有较好系统性能优化的切换方法。

实现接力切换的必要条件是网络必须准确获得 UE 的位置信息，包括 UE 的信号到达方向（DOA，Direction of Arrival）和 UE 与基站之间的距离。在 TD-SCDMA 系统中，由于采用了智能天线和上行同步技术，因此系统可以较为容易地获得 UE 的位置信息。位置信息的获取过程如下。

（1）利用智能天线和基带数字信号处理技术，使天线阵根据每个 UE 的 DOA 为其进行自适应的波束赋形。对每个 UE 来讲，仿佛始终都有一个高增益的天线在自动跟踪它。基站根据智能天线的计算结果就能够确定 UE 的 DOA，从而获得 UE 的方向信息。

（2）在 TD-SCDMA 系统中，有一个专门用于上行同步的时隙 UpPTS。利用上行同步技术，系统可以获得 UE 信号传输的时间偏移，进而可以计算得到 UE 与基站之间的距离。

在步骤（1）和（2）完成之后，系统就可以准确获得 UE 的位置信息。

接力切换分 3 个过程，即测量过程、判决过程和执行过程。

（1）接力切换中的测量过程。在 UE 和基站通信过程中，UE 需要对本小区基站和相邻小区基站的导频信号强度进行测量。UE 的测量可以周期性地进行，也可以由事件触发而临时进行，还可以由 RNC 指定执行的测量。由于接力切换在与目标基站建立通信的同时要断开与原基站的连接，因此接力切换的判决相对于软切换来说较为严格。也就是说，在满足正常通信质量要求的情况下，要尽可能降低系统的切换率。基于这一考虑，接力切换的测量与其他两种切换的测量有所不同，如测量的范围和对象较少，进行切换申请的目标小区的信号强度滞后较大，等等。

首先，接力切换是否进行主要根据当前小区能否满足终端的通信要求判定。因此，当前小区的内部测量和质量测量特别重要，而对邻小区的测量结果报告要求相对稍低一些。UE 测量报告的阈值设置以满足业务质量需求为基准，并有一定的滞后。当服务小区的导频信号强度持续低于阈值 T_DROP 并超过时间 T_1 后，UE 向 RNC 发送由接收信号强度下降触发的测量报告，从而启动系统的接力切换测量过程。由于 TD-SCDMA 采用 TDD 方式，上下行工作频率相同，其环境参数可互为估计。该特点作为 TDD 相对 FDD 的一大优势，在接力切换测量中得到充分运用。如果 Node B 的测量处于基准值，就发送切换请求，防止 UE 的测量报告处理不当或延迟较大而造成掉话。

接力切换测量开始后，当前服务小区不断检测 UE 的位置信息，并发送给 RNC。RNC 根据这些测量信息分析并判断 UE 可能进入的相邻小区，即确定哪些相邻小区最有可能成为 UE 切换的目标小区，将其作为切换候选小区。确定候选小区后，RNC 通知 UE 对候选小区进行监控和测量，并将测量结果反馈给 RNC。RNC 根据一定的切换算法判断是否进行切换。如果需要进行切换，RNC 根据 UE 对候选小区的测量结果选择切换的目标小区，并由系统向 UE 发送切换指令，执行切换过程。

（2）接力切换的判决过程。接力切换的判决过程是根据各种测量信息，并综合系统信息，依据一定的准则或算法，来判断 UE 是否应当切换以及如何进行切换。UE 或 Node B 的测量结果触发测量上报，并将结果发送给 RNC，切换模块对测量结果进行处理。首先处理当前小区测量的结果，如果当前的服务质量足够好，就不对其他监测小区的测量报告进行处理。如果服务质

量介于业务需求阈值和质量阈值之间，就激活切换算法并评估所有的测量报告。如果评估结果表明监测小区中存在比当前服务小区信号更好的小区，判决进行切换；如果当前小区的服务质量已经低于业务需求阈值，立即对监测小区进行评估，选择最强的小区进行切换。一旦判决切换，RNC 就执行接纳控制算法，判断目标基站是否可以接受该切换申请。如果允许接入，RNC 将通知目标小区对 UE 进行扫描，确定信号最强的方向，做好建立信道的准备并反馈给 RNC。RNC 还要通过原基站通知 UE 无线资源重配置的信息，并通知 UE 向目标基站发 SYNC-UL，获得上行同步的相关信息。然后，RNC 发信令给原基站拆除信道，同时与目标小区建立通信。

（3）接力切换中的执行过程。接力切换的执行过程，就是当系统收到 UE 发出的切换申请，通过算法模块的分析并同意 UE 进行切换时（满足切换条件），执行将通信链路由当前服务小区转移到目标小区的过程。由于当前服务小区已经检测到了 UE 的位置信息，服务小区可以将 UE 的位置信息及其他相关信息传送到 RNC。RNC 再将这些信息传送给目标小区，目标小区根据得到的信息对 UE 进行精确定位和波束赋形。UE 在与当前服务小区保持业务信道连接的同时，网络通过当前服务小区的广播信道或前向接入信道通知 UE 有关目标小区的相关系统信息（同步信息、目标小区使用的扰码、传输时间和帧偏移等），这样就可以使 UE 在接入新小区时，能够缩短上行同步的过程（这也意味着切换需要的执行时间缩短了）。当 UE 的切换准备就绪时，由 RNC 通过当前服务小区向 UE 发送切换命令。UE 在收到切换命令后开始执行切换过程，并释放与原小区的链路连接。UE 根据已得到的目标小区的相应信息，接入新小区，同时网络侧释放原有链路。

TD-SCDMA 系统接力切换的 3 个过程并不是孤立的，而是紧密联系在一起的。对于接力切换的完整过程，可以用图 7-12 表示。

第一步：UE 与当前服务基站 Node B1 进行正常通信，如图 7-12a 所示。

第二步：当 UE 需要切换并且网络通过对 UE 候选小区的测量找到切换目标小区时，网络向 UE 发送切换命令。随后 UE 与目标小区建立上行同步，但 UE 在与 Node B1 保持信令和业务连接的同时，还要与 Node B2 建立信令连接，如图 7-12b 所示。

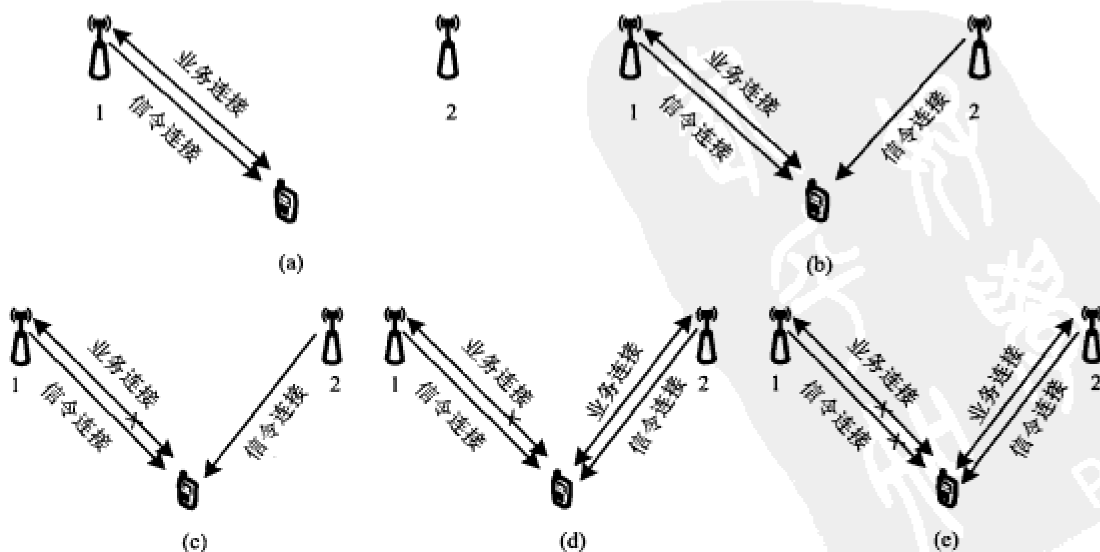


图 7-12 软切换执行过程示意图

第三步：当 UE 与 Node B2 的信令连接建立后，UE 就删除与 Node B1 的业务连接，如图 7-12c 所示。

第四步：UE 尝试与 Node B2 建立业务连接。假设 UE 与 Node B2 的业务连接建立成功，如图 7-12d 所示。

第五步：UE 删除与 Node B1 的信令连接，如图 7-12e 所示。此时 UE 与 Node B1 之间的业务和信令连接全部断开，而只与 Node B2 保持信令和业务的连接，切换完成。

上面过程描述和图 7-12 都只是针对切换成功的情况，切换失败的情况与此类似。当 UE 尝试与 Node B2 建立业务连接失败后，UE 就恢复与 Node B1 之间的业务连接，然后删除与 Node B2 的信令连接。此时 UE 与 Node B2 之间的业务连接和信令连接全部断开，只与 Node B1 保持信令和业务的连接，恢复到切换前的状况，完成了整个接力切换过程。

7.6.3 接力切换性能简要分析

接力切换是介于硬切换和软切换之间的一种新的切换方法。

与软切换相比，两者都具有较高的切换成功率、较低的掉话率以及较小的上行干扰等优点。它们的不同之处在于，接力切换并不需要同时有多个基站为一个终端提供服务，因而克服了软切换需要占用的信道资源较多、信令复杂从而导致系统负荷加重以及下行链路干扰增加等缺点。

与硬切换相比，两者都具有资源利用率较高、算法较为简单以及信令负荷相对较轻等优点。不同之处在于接力切换断开与原基站连接和建立到目标基站的连接几乎是同时进行的，因而克服了传统硬切换掉话率较高、切换成功率较低的缺点。接力切换的突出优点是切换高成功率和信道利用率高。

从测量过程来看，传统的软切换和硬切换都是在不知道 UE 准确位置的情况下进行的，因此需要对所有邻小区进行测量，然后根据给定的切换算法和准则进行切换判决和目标小区的选择。而接力切换是在精确知道 UE 位置的前提下进行的。因此，它没有必要测量所有邻小区，而只需对与 UE 移动方向一致的、靠近 UE 一侧少数几个小区进行测量。然后根据一系列的判决和选择就可以实现高质量的越区切换。这种方法中 UE 所需要的测量时间少，测量工作量小，切换时延也相应减少，切换掉话率也随之下降。另外，由于需要监测的邻小区数目减少，因而 UE、Node B 和 RNC 之间的信令交互也减少了，这就缩短了 UE 测量的时间，减轻了网络的负荷，使系统性能得到优化。

7.7 动态信道分配

在无线通信系统中，为了将有限的无线频谱分割成彼此分开且互不干扰的无线信道，需要使用诸如频分、时分、码分等多址接入技术。对于无线通信系统来说，无线信道数量非常有限，是极为珍贵的资源，因此需要通过蜂窝技术（空间复用）来提供大的覆盖面积和大的容量。蜂窝技术不可避免带来同频干扰，同时由于器件的非线性，也会带入邻频干扰。这些干扰给信道的分配和使用带来了困难，其中一些信道因为干扰严重而无法使用，但还有一些信道干扰较小，可以提供更高的速率。因此，合理的信道分配对提高系统的容量、保证用户 QoS 至关重要。

信道分配的本质是在一定约束条件下的系统优化问题。主要考虑在干扰一定的条件下，系统信道选择的优化组合，使得每个信道都提供尽可能高的 QoS 服务。特别是在 CDMA 系统中，多径效应带来的码字不正交，使得干扰比简单的频率划分更复杂，因此信道分配在 3G 系统无线资源管理中占有重要地位。

TD-SCDMA 系统结合了时分和码分复用技术，一路载波资源被分成多个时隙，每个时隙内

的资源通过码分的方式供多个用户复用。根据容量要求，TD-SCDMA 还可采用多载波系统，因此动态信道分配技术可以充分发挥 TD-SCDMA 系统资源灵活的特点，能高效地管理和使用无线资源，并在对称和非对称的 3G 业务环境中获得最佳的频谱效率。

7.7.1 信道分配技术分类

传统上，按照信道分割的不同方式，信道分配技术可分为固定信道分配（FCA，Fixed Channel Allocation）、动态信道分配（DCA，Dynamic Channel Allocation）和混合信道分配（HCA，Hybrid Channel Allocation）。

在蜂窝系统中，FCA 是根据一定的复用模式将信道固定分配给不同的小区，每个小区都只能使用预先分配的信道。FCA 的主要优点是对系统设计和操作的要求都较低，实现简单，缺点是不能很好地根据网络的变化及时改变信道规划，系统资源的效率较低。

为克服 FCA 的缺点，提高频带利用率，信道资源不再固定属于某一小区。所有的信道放在一个"信道池"中，被集中分配。当有业务请求信道时，DCA 从信道池中选择满足约束条件（干扰状况、用户的 QoS 要求、信道使用率等）的信道分配给用户。DCA 能够灵活地适应用户和业务量的变化，提高系统容量。信道和用户业务都在实时变化，DCA 需要对正在使用的信道进行动态调整，因此 DCA 实现的复杂度高。理论分析和仿真表明，当业务量密度较低且非均匀时，DCA 机制下的阻塞率低于 FCA。但是当业务量密度较高且均匀时，DCA 的性能不如 FCA。

HCA 是 FCA 和 DCA 相互结合。HCA 将部分信道按照 FCA 方式配置，其余信道则按照 DCA 方式配置和分配，在复杂度和性能需求之间达到平衡。

在蜂窝系统中，DCA 的研究已经持续了 30 多年，提出了大量的信道分配方案，涵盖多种不同的分类方式以及不同的约束条件。信道分配可以采用集中式或者分布式的方式实现。集中式是信道的分配由一个中央控制器控制，而分布式是由基站或者发起呼叫请求的移动台根据本地的信息控制信道分配。

集中式 DCA 有多种方案，每种方案的差别在于它们选择信道的代价函数（约束条件）不同。例如，第一个可用方案（FA，First Available）选择重用距离内的第一个可用信道分配给呼叫。最大紧致方案（MP，Maximum Packing）也称为最优方案，这种方案原则上只要系统中还有可以通过优化得到的可用的空闲信道，就不能阻塞呼叫。但需要在小区间、小区和网络间交互大量信道信息的数据，计算量大，耗时长，并不实用。MP 方案只是在理论上给出了动态信道分配的容量极限。

集中式 DCA 通过全局优化，能够获得最优性能。但是由于无线传播特性和话务量分布的实时变化，过高的运算量并不适合于实际系统。而对于分布式 DCA 而言，需要的信息仅限于本小区和邻近小区的部分信道使用情况，因而更易于系统实现。

在实际系统中，信道分配一般在 RNC 中处理。RNC 下各个小区的信道资源在 RNC 处是已知的，但是相邻 RNC 的信道信息比较难获取，只有通过大量的信息交互才能获知，因此一般采用分布式 DCA。在分布式 DCA 方案中，根据接纳控制的判断原则，信道分配可以分为业务自适应和干扰自适应两类。

业务自适应根据预先设定的最小重用距离为呼叫分配信道。需要根据服务小区的业务基站以及相邻小区基站的信道占用信息，进行信道的合理分配，因而信道分配需要在基站间交互信道状态信息。

干扰自适应通过本地直接测量信道质量为用户分配信道。干扰自适应仅仅使用本地信息，不需要与其他的基站交互信息，所以系统是自组织的。该种方案可以根据需要在任何地方设置

和增加信道，提高系统容量和无线覆盖，并且允许快速的实时处理。然而基于本地的干扰测量有其缺陷，如死锁、不稳定、系统性能恶化。移动台和基站需要估计 SIR，当 SIR 超过预定的阈值时，分配新的信道可能导致服务中的移动台的服务质量恶化。如果被恶化的移动台不能立即找到另外合适的信道得到服务，就可能造成掉话。另外，分配给恶化的移动台新的信道后，又可能导致其他移动台的服务质量恶化，从而造成死锁。接纳控制方法能够有效防止这种情况的发生。接纳控制算法会评估新用户的接入对系统产生的影响，如果估计值超过系统稳定的阈值，就阻塞该用户。

在通常情况下，业务自适应 DCA 能在小话务量的情况下获得最小的全局呼叫阻塞率。而 FCA 则能在大话务量的情况下达到更大的系统容量。当采用干扰自适应 DCA 时，系统容量在一定的条件下可能超过 FCA。由于业务自适应 DCA 方案需要传递大量关于各小区信道使用状况的信令，因而实用性较差。干扰自适应 DCA 方案则仅需要测量本小区的干扰电平，相对灵活，易于实现。

业务自适应 DCA 信道分配方案采用复用距离来限制信道的复用，也即在复用距离内不能有两个用户使用相同的信道，这是在极限条件下的设置。其目的是在任何情况下，只要信道分配满足重用距离的要求，就可以达到同信道干扰阈值的要求。这使得大多数呼叫的质量超出了阈值的要求，是一种资源的浪费。干扰自适应 DCA 恰恰利用了这种“浪费”，使超出阈值要求的呼叫质量转化为容量。

一般来说，使用的系统信息越多，能达到的优化效果就越好，相应的系统开销就越大。业务量自适应策略需要本小区和相邻小区的信道信息，是一种较干扰自适应更为全局的优化措施，干扰自适应只关注本小区的信道分配。因此，业务量自适应策略能达到最优信道分配性能，而干扰自适应只能获得次最优分配性能。两种策略的比较见表 7-4。

表 7-4 干扰自适应和业务自适应策略的比较

	业务自适应DCA	干扰自适应DCA
特点	具有准最优信道分配性能，小区间需要信息交互，复用距离较小	具有次最优信道分配性能，分配算法简单，具有自组织特性，有效增加系统容量，实时处理快速

在实际系统中，基于干扰的分布式动态信道分配复杂度较低，性能较好。通常以这类分配方案作为分析重点。

下面对以上 DCA 分类方式做个总结。信道分配机制采用空间点来表示，图 7-13 中的原点表示传统的固定信道分配 FCA。从原点出发的三个箭头分别对应 DCA 在其决策过程中所需要的不同类型的信息。离原点最远的点对应的算法是高度自适应的算法。离原点近的算法在处理实时业务波动时，能力有限。

信道分配取决于不同小区中活动用户的数量。这也是产生DCA算法的最初动机。此种机制称为业务自适应分配机制，其特性表示在图7-13的业务量轴上。图中立方体右侧的MP点对应的算法是通过最优的方式利用每个小区中激活用户数的情况。使用接收信号强度的信息（功率水平）对应于重用轴算法。对应于背景噪声和干扰的测量对应于干扰轴上的算法。

实际中的资源分配算法综合考虑了以上这些测量信息，对应于立方体中的某点。一种可能的最优分配机制是考虑全部的信息，此时对应立方体的距离远点最远的角上，称为干扰最优算法。然而此算法需要的信息多，相对复杂。在实际实现 DCA 算法时，还需要考虑一个重要的约束，那就是测量信息的传递并不是自由的，而是有一定的容量限制和时延。因此多数情况下，

人们主要考虑基于本地信息（分布式）的判断机制，而集中式的信道分配方式只能作为理论上界。

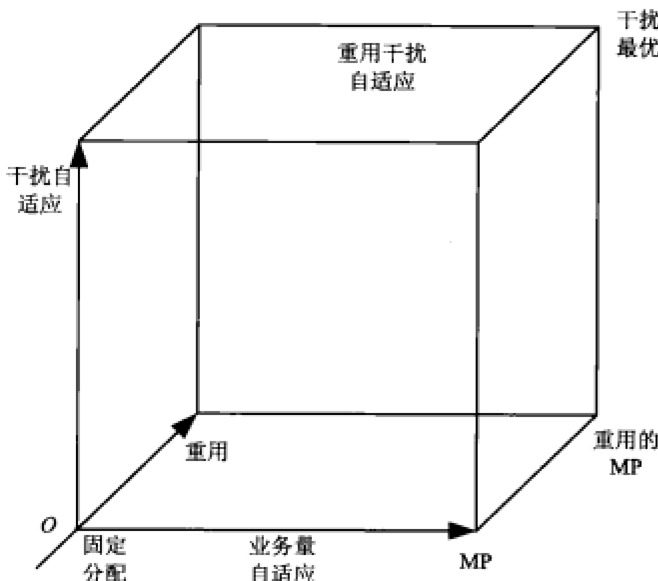


图 7-13　动态信道分配算法分类

7.7.2　TD-SCDMA 动态信道分配技术

TD-SCDMA系统采用了码分多址（CDMA）、时分多址（TDMA）、频分多址（FDMA）和空分多址（SDMA）四维混合多址方式。再加上功率控制方式，动态信道分配将实现对多维无线信道资源的管理和控制。因此TD-SCDMA的动态信道分配将更灵活。在频域上，通过改变无线载波实现频域DCA，避免同时隙内用户间的干扰。在时域上，通过选择接入时隙来避免激活用户之间的干扰。如果使用中的无线载波在某个时隙发生干扰，改变时隙就可进行时域DCA。同样，在码域上，改变分配的码道可以避免偶然出现的码道质量恶化。在空域上，利用智能天线技术空分作用用户定位和波束赋形可以减少小区内用户之间的干扰，增加系统容量。即把方向相同或相近的用户，尽量分配到不同的时隙上或载波上，降低多址干扰（MAI），实现空域动态信道分配。

DCA 是 TD-SCDMA 系统中一项独特的技术，对 TD-SCDMA 的性能有极大影响。

（1）3G 系统的上、下行业务的不对称性要求物理帧中 UL/DL 切换点能动态调整。

（2）智能天线、功率控制和联合检测等新技术的采用，对 TD-SCDMA 系统的特性产生了重大影响，使得 UL/DL 的干扰受限条件需要根据链路负荷情况进行动态调整。

（3）3G 系统必须支持 VBR 可变速率业务。对于高速业务，目前只能通过合并 RU 承载的方式实现，因此需要更复杂的信道集选择方案，该组合信道方式不但应该满足所需业务质量要求，而且必须优化多个时隙码道的组合能力。

（4）对于已经接入的用户，业务速率的改变（尤其是共享信道）或无线传播环境的变化同样可能导致业务质量下降，但小区内或波束间的信道切换可以减小该影响。

（5）不同小区间 UL/DL 切换点的不同有可能导致小区边缘移动终端间的干扰严重，发生交叉时隙干扰，因此需要尽可能避免相邻小区间的交叉时隙干扰。

（6）由于 CDMA 系统的软容量特征，新增用户的接入会导致其他用户业务质量下降。适当

时隙安排可以减少该影响。对于已接入的用户，业务速率的变化（尤其是共享信道）或无线传播环境的变化同样可能导致业务质量下降，但小区内或波束间的信道切换可以减少该影响。

TD-SCDMA 系统中的动态信道分配大致可以分为两个实施阶段。一个阶段是接纳控制时的信道选择，另一个是接入后为保证业务质量所进行的信道重选，即负载控制。从实施规则上大致可以分为慢速 DCA（S-DCA，Slow DCA）和快速 DCA（F-DCA，Fast DCA）两类。S-DCA 是指将资源分配到小区，也就是预先为各小区提供按照时隙优先级排列的时隙优先级列表。而 F-DCA 是把资源分配给承载业务，即在慢速 DCA 提供的时隙优先级列表的基础上，选择不同的时隙、码道资源为业务分配资源。

1. S-DCA

S-DCA的主要任务是进行各个小区间的资源分配。在每个小区内分配和调整上下行链路的资源，测量网络端和用户端的干扰，并根据本地干扰情况为信道分配优先级。

3G系统支持多种业务，也必须支持上下行业务量不对称的业务。而不同小区，在不同的时间，对上下行容量的需求也不尽相同。TDD系统特有的帧结构可以通过动态分配上下行时隙的信道资源来满足业务的QoS需要，在支持非对称类的业务性能上有独特的优势。无线帧内上下行时隙的分配方式也在S-DCA的管理范畴之内。

干扰的测量可以从侧面反应网络内各个小区的负荷情况。通过对不同时隙间信道的调配，可以缓解临近小区间因为使用相同的资源而造成的干扰问题。基站和移动终端对本地干扰的测量是为信道的选择做基础，并为信道分配一定的优先级。系统根据网络的负荷信息，为用户选择优先级最高、干扰最小的信道接入系统，从而提高系统接纳成功率并缩短用户的接纳时间。

S-DCA，尤其上下行时隙的灵活划分，是近几年DCA技术研究的一个热点，并有不少相关的学术论文和许多专利技术问世。其中包括针对不对称业务的资源分配、多小区交叉时隙的干扰模型和优化时隙分配的具体方法等。

上下行时隙划分不一致所带来的相邻小区间交叉时隙干扰是DCA技术中亟待解决的一个问题。有观点认为，在小区边界或小区交叠的地区，可以根据用户在本地实测的上下行干扰情况决定该用户在该时隙采用哪种方向进行通信比较好。这种方式比较灵活，同时也有效地利用了交叉时隙的资源，提高了系统容量。当然，对这种干扰问题解决的方法还在于DCA技术本身的进一步发展和完善。

S-DCA 为各小区的可用时隙设置时隙优先级，依据时隙的优先级形成时隙分配列表。时隙分为 3 类。一类是 own 时隙，当用户申请资源时，own 时隙具有最高优先级；一类是 borrow 时隙，该时隙具有最低优先级；最后一类是 share 时隙，优先级介于上面两种时隙之间。考虑 TD-SCDMA 系统对业务的自适应特性，不同基站间时隙切换点可以不同，S-DCA 可以采用小区簇的概念，把完全不存在基站和基站间干扰的时隙划分为 own 时隙，把受到最严重基站间干扰的时隙称为 borrow 时隙，其他时隙称为 share 时隙。

2. F-DCA

F-DCA 指为申请接入的用户分配无线信道资源，并根据系统状态调整已分配的资源。以下是 F-DCA 所遵循的一些准则。

（1）用于信道分配的基本资源单元 RU 是一个码字/时隙/频率的组合。

（2）多速率业务通过对资源单元的集中分配获得，可以在码域（在一个时隙中集中多个码字，多码传送）、时间域（在一个帧中集中多个时隙，多时隙传送）和空域（采用智能天线）实现，还可以进行随意的组合。有文献研究表明，DCA 采用多码传输比多时隙传输能获得更好的系统性能。

(3) 在上下行实现中，每个时隙最大可用码字的数目取决于多个物理条件，如信道特性、是否使用其他性能增强技术（如智能天线）等。

(4) 信道分配对实时业务和非实时业务是不同的。实时业务在整个通信过程中一直占用信道，但是为其分配的资源是可变化的（如可变速率的业务）。非实时业务的信道分配只在发送专用数据分组时才分配信道，在没有可用资源时请求被挂起。分配给非实时业务的信道是变化的，分配的资源数目根据当前可用的的资源情况以及需要同时进行的数据包业务的数量设置。另外，对运行的非实时业务可以设置不同优先级。

(5) 信道可以重分配（即小区内信道切换），主要为了适应干扰的变化和资源整合。

(6) 网络为接纳实时的高速率业务（需要占用多个资源单元）需要进行资源整合。资源整合过程是为了尽量减少一个承载业务分配的码字落在过多时隙中，通过释放负荷最轻的时隙内的码字资源而进行信道重分配。在资源整合的过程中，除了用户会在时隙间切换信道之外，还可能包括系统会夺取一部分低优先级用户的资源分配给高优先级用户使用的情况。用户的优先级一般根据所承载的业务划分，也可由运营商参与划分。

(7) 当使用智能天线的时候，DCA 可以保证同一个时隙内的不同用户在空间上是彼此隔开的。而且，空间上处于同一方向而彼此干扰的用户，可以通过时隙调配在时隙上彼此隔开，消除干扰。

7.7.3 动态信道分配的实现过程

DCA 的实现主要分为以下 4 个过程：信道优先级排队、信道选择、信道调整和资源整合。其中信道优先级排队是在 S-DCA 过程中完成，而后面 3 个过程是在 F-DCA 过程中完成。信道选择过程中可能会触发资源整合过程，而资源整合过程是由信道调整来具体实现的。

1. 信道优先级排队

信道优先级排队是为接纳控制算法做准备的，一般根据各时隙的干扰水平的不同来设置各时隙的优先级。当新呼叫到来时，查找时隙的优先级列表（上下行分开），按优先级从高到低的时隙顺序开始接入系统。

TD-SCDMA 系统中的信道优先级排队应用了负荷均衡策略，可以有效减小 CDMA 系统中多用户间的干扰，并控制系统的负荷，提高系统的总容量。在负荷均衡算法中，对于上行时隙，可以通过比较接收机能够承受的最大干扰和当前干扰的差值，从大到小对时隙进行优先级排序，也可以对此差值与长期统计的干扰平均值综合考虑来进行排序。对于下行时隙，根据总发射功率计算差值，从大到小排列下行时隙的优先级，也可以根据发起新呼叫的用户终端 UE 对各个下行时隙的干扰策略值进行排序。

2. 信道选择

信道选择就是为业务选择承载的频率、时隙和码道。当用户终端申请一项业务或者需要进行切换时，无线网络控制器 RNC 都要执行这一过程。当 TD-SCDMA 系统同一基站采用多载波通信时，每个载波相当于一个逻辑小区，用户终端进行小区选择时就已经选定了频率，所以接下来只需进行时隙和码道的选择。根据信道优先级排队算法找到优先级最高的时隙，如果此时隙的剩余资源满足新业务的资源要求，且通过了接纳控制过程，就可接入此时隙，如果此时隙不满足资源要求，就检测次优时隙。当所有时隙均不满足时，便触发资源整合过程。当频率、时隙都确定好后，就调用码分配算法进行扩频码的选择。扩频码的选择要综合考虑扩频码的利用效率和本时隙已用扩频码之间的相关性，对于同频组网的系统还要考虑与相邻小区的同时隙上所用扩频码的互相关性。

3. 信道调整

3G 系统要求网络提供多种 QoS 保证，要求系统必须具有对已接入用户根据信道质量和业务需求对信道进行调整的能力。具体地说，在时分双工系统中，当一次呼叫被接入后，RNC 还需要根据承载业务的要求、终端移动速度和干扰的变化等因素，在链路质量恶化、功控失效的情况下，启动信道调整。信道调整是指调整用户占用的时隙和码道，以均衡负荷、避免强干扰、维护链路质量、减小掉话率，从而保证服务质量。DCA 算法可以主动监测链路质量，然后进行质量恶化判断，并触发信道重配置操作，完成信道调整。也可以由其他无线资源管理（RRM）模块（如切换、无线链路检测）进行监测和判断，然后触发 DCA 执行信道调整过程。

4. 资源整合

资源整合过程通过信道调整或压缩低优先级业务占用的信道等手段把可用的资源单元（RU）尽量集中在一个时隙中，目的是提高系统的资源利用率、业务（尤其是高速率业务）接入的成功率和切换成功率。资源整合策略的主要思想是：尽量不断开已建立的连接，将部分连接调整到其他时隙中。如果其他时隙不能接受，那么考虑降低优先级的非实时业务（或用户）的传输速率或释放部分资源，甚至断开某些低优先级业务（或用户）的连接，直到该时隙内剩余资源达到要求。系统可以在高速率的实时业务申请到来时，检查系统中的资源分布情况。由于终端能力限制或简化算法的需要，常常把为呼叫请求分配的资源集中到一个时隙中，因此如果现有资源不能满足要求，就需要进行资源整合。

7.7.4　码分配策略

动态资源分配涉及码的分配、调整与整合。在TD-SCDMA系统中，采用正交可变扩频因子（OVSF，Orthogonal Variable Spreading Factor）作为扩频码。OVSF码的可变长特性可以满足通信中不同速率的多媒体业务要求，正交性可减少信道间的相互干扰。但由于OVSF码的某些码字之间不正交，因此系统可以同时进行分配的码字数量受到限制。如何有效地分配有限的OVSF码将直接关系到系统无线带宽资源的利用率，因此需要在码的分配和调整中特别考虑，这就牵涉到扩频码的管理问题。

1. OVSF 码树

为了直观地描述OVSF码的生成过程和性质，引入码树的概念。每棵OVSF码树都是一棵二叉树，节点对应码字，树中所有码字都是由树根节点对应码字派生的。一棵h层的码树，树根节点所在层为第0层，叶子节点在第（h−1）层，第k层上共有2^k个节点，用$C_{2^k,l}$表示第k层第一个节点对应的码字，$C_{2^k,l}$派生的子码为$C_{2^{k+1},2l-1}$和$C_{2^{k+1},2l}$，其中，$C_{2^{k+1},2l-1}=\left[C_{2^k,l},C_{2^k,l}\right]$，$C_{2^{k+1},2l}=\left[C_{2^k,l},\overline{C_{2^k,l}}\right]$，$\overline{C_{2^k,l}}$是$C_{2^k,l}$的补码，$C_{2^k,l}$称为$C_{2^{k+1},2l-1}$ $C_{2^{k+1},2l}$的父码。递归使用上式，便可产生一棵完整的OVSF码树，越靠近树叶的码字扩频因子SF越大，支持的传输速率越小。在码树中，同层节点对应码字间相互正交，不同层的节点若彼此没有父子关系，则其对应码字也相互正交。图7-14为一棵3层总码长为7的OVSF树，由C_{11}产生$\{C_{21},C_{22}\}$，然后由$\{C_{21},C_{22}\}$产生$\{C_{41},C_{42},C_{43},C_{44}\}$。$C_{41}$与$C_{42}$、$C_{43}$、$C_{44}$、$C_{22}$都相互正交，但与$C_{21}$、$C_{11}$不正交。

由此得出码分配的原则：如果码树中某一级的某一树枝被使用，那么必须保证该树枝左边的节点（即父节点）直到根节点的所有码都不被使用，并且该树枝右边的所有子树的码字（即由该码字进一步生成的码字）也不能再被使用。在图 7-15a 中，其码的分配是不合理的，正确的码分配方案应该如图 7-15b 所示，图中的黑点表示该 OVSF 码不可用，空心点表示该 OVSF 能被分配。

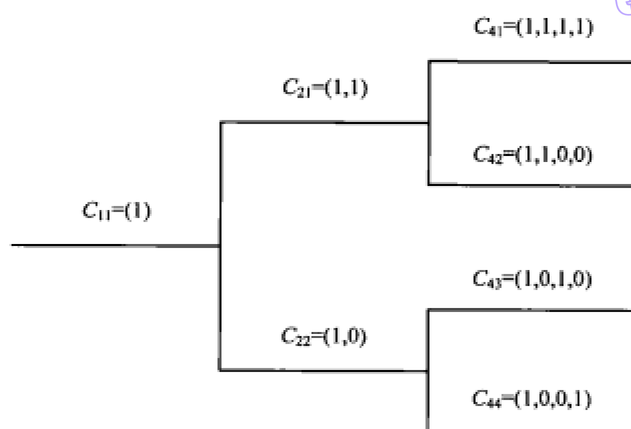


图 7-14 OVSF 的生成码树

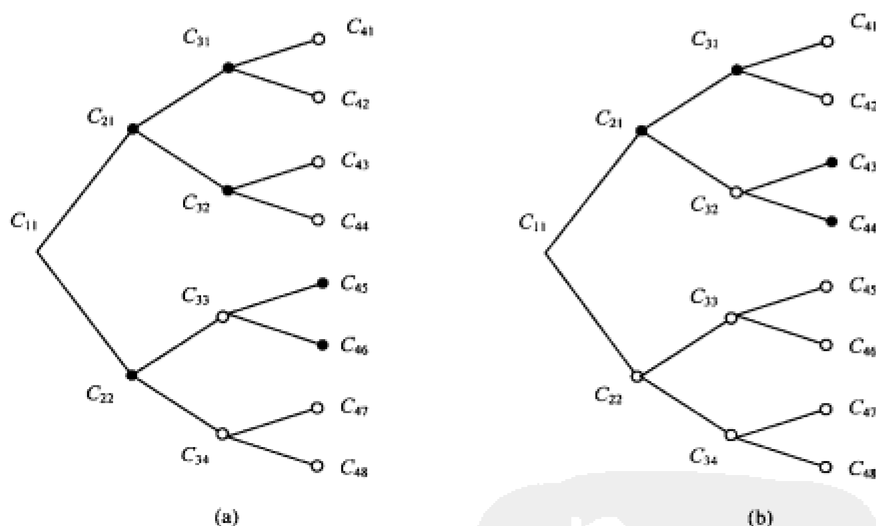


图 7-15 OVSF 码树分配对比

如果按照图 7-15a 中分配 OVSF 码，会发生码阻塞现象。所谓码阻塞是指，当一个新的呼叫用户请求资源时，系统检测到可能产生的干扰足够小，OVSF 码字也足够分配，但是 OVSF 码分配不当导致无法分配合适的码资源，造成用户无法被接入系统或者新呼叫被拒绝。如果此时一个用户需要申请第 2 层的 OVSF 码，按照上述码分配原则，找不到合适的码字，此时就会发生码阻塞现象。如果按图 7-15b 所示方法分配，就不会发生码阻塞。

由上面的分析可知，码阻塞和呼叫阻塞是完全不同的两个概念。前者是 OVSF 码树管理不当所致，而后者则是系统容量和干扰受限所致。

在 TD-SCDMA 系统中，下行链路采用的扩频因子可以为 1 和 16，上行链路可用的扩频码长度为 1、2、4、8 和 16。因此，码树的管理下行链路较上行链路简单，上行链路的码树管理较下行增加了不同可变扩频码的管理。

2. 动态码分配算法

从整体上来说，码分配的目的在于：最小化码树的空闲码碎片，提供更多具有高速率的码，消除码阻塞现象。

初始的码分配并不进行全局考虑，只考虑单个用户性能。当有新用户接入时，发现有码字资源可用，但该码字因与当前使用的码字资源不正交而不能使用，产生码字阻塞。此时出现码表碎片，虽然理论上码字资源够用，但是无法被充分利用，所以需要进行码重分配。

码重分配打乱以前的分配，从全局考虑用户的码字分配，做到尽量清除所有码表碎片。因此，码字需要按紧凑原则重新排列，在码表右侧空出可用码字。

由于TD-SCDMA系统扩频码的最长长度为16，即只有4层，因此码树管理相对于WCDMA的7层码树管理相对简单。

7.8 调度算法

在 TD-SCDMA 系统中，为满足不同的业务需求，设置了两种交换域，电路交换（CS）域和分组交换（PS）域。其中 CS 域用来处理语音业务，而 PS 域用来处理分组数据业务。由于分组业务数据的实时性要求没有语音业务高，因此一般以统计复用的方式来占用信道。

UMTS 业务包括 4 个类型的业务：对话式、流式、交互式、后台式。具体如图 7-16 所示。

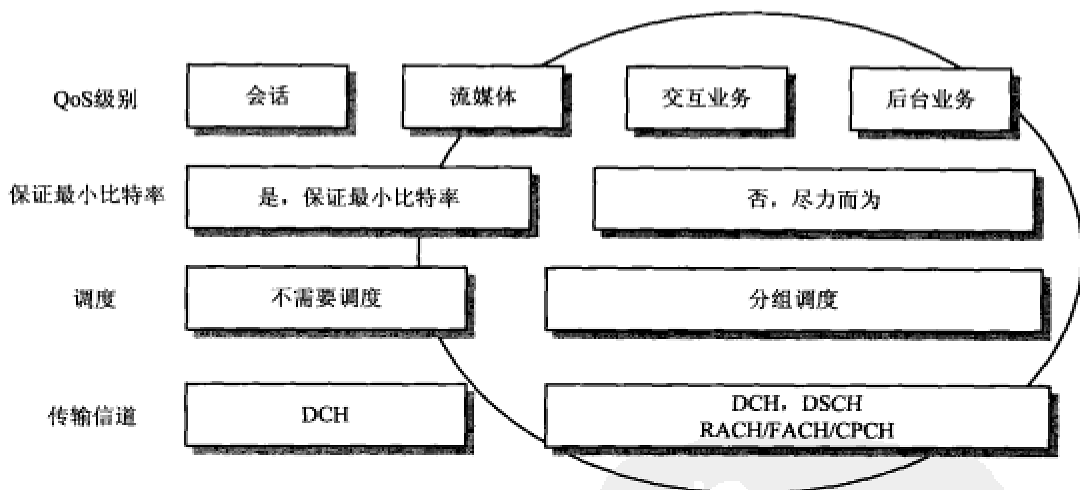


图 7-16 UMTS 业务分类

其中对话类业务通过专用信道（DCH）传输，不需要采用调度方法。而各种分组业务的速率需求不一样，时延要求也不一样。让这些业务在同一信道上复用，就需要一个调度器来调度不同业务所需要的不同资源，并将其整合到一个信道中。调度器的功能主要包括：在非实时分组业务的用户间分配可用的空口资源，为每个用户的分组数据传输分配传输信道，监视分组业务的分配以及系统的负载。

在 R4 标准中，分组调度器都位于 RNC 中，基站和移动台主要负责为调度器提供测量信息，如空中接口的负载信息和上行业务调度信息等。调度器根据负载情况和用户的 QoS 要求安排使用的信道。如果检测到某小区负载超过预设阈值，调度器将通过减小该小区中用户的比特传输速率来降低负载；如果检测到小区负载很小，与预设的负载阈值差值较大，那么通过增加小区中用户比特速率来提高小区负载，使资源能够得到充分利用。由于分组调度器可以增加或者减少网络的流量，所以分组调度器又可以看作负载控制的一部分。

在 R5 和 R6 增强型标准中，为提高吞吐量，降低 RNC 与 Node B 之间的时延，将部分调度功能移到 Node B 中，但是基本原理与 R4 标准一样。

7.8.1　分组调度信道类型

在R4标准中，可以传输分组数据的传输信道有3种类型：公共传输信道（RACH和FACH）、专用传输信道（DCH）和共享传输信道（DSCH）。不同的业务具体采用哪种信道由分组调度器来控制。

公共信道包括反向随机接入信道（RACH）和前向接入信道（FACH），两者都可以承载信令数据和用户数据。公共信道的优点是信道建立时间短，这是因为它们可以在传输数据业务前传输信令信息，已经完成了部分建立连接所需要的工作，所以不需要很长的建立时间就可以用于传输分组数据。通常各扇区都配置有一个或者多个RACH和FACH。公共信道的使用不需要反馈信道的支持，因此也不能使用闭环功率控制，仅采用开环功率控制或固定功率发送信号。另外，公共信道的链路性能不如专用信道，并且造成小区干扰信号的强度也比在专用信道的情况时更多，公共信道主要发送较短的IP分组。

专用信道是上行和下行方向都能连接的双向信道，其优点在于有反馈信道，支持快速的闭环功率控制，能改善无线传输的性能。专用信道产生的干扰要小于公共信道，但是建立时所需要的时间要长于公共信道。专用信道的比特传输速率范围在8 kbit/s~2 Mbit/s之间，而且还可以在传输过程中适时改变。但是，如果传输格式集对应的比特速率需要改变，那么下行链路的信道化码（扩频码）序列必须按照最高比特速率的要求配置，所以可变比特速率的专用信道可能会占用大量下行链路码树资源。

共享信道用于传输突发分组数据，其基本思想就是共享一个物理信道，即多个用户可以通过采用时分的方式共享一个正交码道，节省下行链路的码资源。如果使用专用信道，必须按照最大比特传输速率预留资源，使得码树的使用效率降低。共享信道一般与低比特速率的专用信道并行使用，专用信道用于承载物理控制信道，包括快速功率控制命令。根据3GPP规定，最高比特速率高于384 kbit/s的高性能移动台必须支持共享信道的使用，而对于64 kbit/s和144 kbit/s的移动台来说，共享信道的使用是可选的。

另外，上行公共分组信道CPCH是RACH信道的扩展，其传输时间稍长于RACH的传输时间。它可以比RACH承载更多的分组数据，一般可以使用CPCH进行上行链路中低比特速率的业务传输。CPCH接入采用快速捕获指示配合下的DSMA-CD方法，手机在一组约定的时刻尝试接入传输，接入尝试时刻以当前小区PCCPCH帧边界作为偏移基准，接入时隙的定时关系和结构与RACH信道相似。

表7-5列出了承载分组数据的传输信道的特点。

表7-5　传输数据业务的信道比较

	专用信道	共享信道		公共信道	
	DCH	DSCH	FACH	RACH	CPCH
RRC状态	Cell-DCH	Cell-DCH	Cell-FACH	Cell-FACH	Cell-FACH
上行链路/下行链路	上行链路和下行链路	下行链路	下行链路	上行链路	上行链路
码树资源	按最大比特速率分配	用户共享码字	按小区固定	按小区固定	按小区固定
支持快速功率控制	是	是	否	否	是
支持软切换	是	否	否	否	否
数据量	中等以上数据量	中等以上数据量	小数据量	小数据量	小数据量
是否适合突发数据	否	是	是	是	是

这些信道并不是在任意时刻都能使用，必须与RRC状态配套使用。公共信道的传输发生在Cell-FACH状态，专用信道和共享信道的传输发生在Cell-DCH状态，Cell-FACH和Cell-DCH的状态转移控制不同传输信道的使用，如图7-17所示。

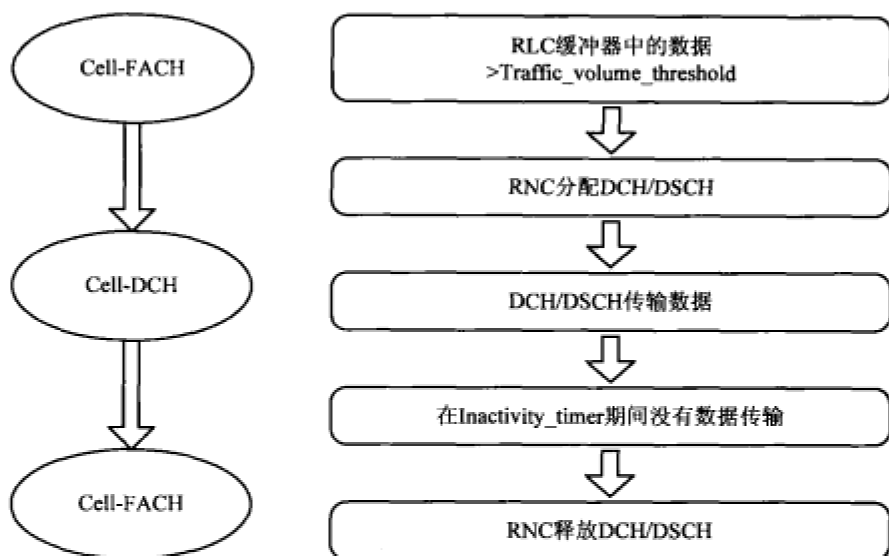


图 7-17　不同 RRC 状态下的信道使用

CELL-FACH 转移到 CELL-DCH 由业务量阈值（Traffic_volume_threshold）控制，这个参数表示公共信道所能承载的最大数据量。如果申请的速率业务大于此参数那么采用分配使用DCH/DSCH，即当移动终端上行业务缓冲区或 RNC 下行业务缓冲区内的数据量超过业务量阈值时，就开始分配 DCH。因为 DCH 是双向信道，所以无论申请的业务是上行还是下行，都必须在另一个方向也分配 DCH。但是上下行 DCH 的比特速率可以不同，这取决于是由哪个方向的业务触发 DCH 的分配。DCH 信道分配以后，它的比特速率可以增加也可以减小。当缓冲器内的数据量较大时，在输出功率和信道容量仍有余量的情况下可以提高数据传输速率，防止缓冲器内的数据溢出。当缓冲器的数据量降低时，可以降低传输的比特速率，将更多的系统资源转移给更需要的用户。

CELL-DCH 转移到 CELL-FACH 由“去活”定时器（Inactivity_timer）控制。如果在定时器结束前没有数据需要在 DCH/DSCH 上传输，那么释放专用信道，UE 返回到 CELL-FACH 状态。DCH 的去活定时器的时长与传输比特速率有关：比特速率越高，定时的时长越短，以便于能尽快返回 CELL-FACH 状态，节约信道资源。

业务量阈值和去激活定时器的定时长度是两个重要的参数。一般来说，最好在公共信道上建立 TCP 连接。因为分组数据的间隔可能很长，在公共信道上传输可以节省码资源，这样做从用户 QoS 的角度来说也是有利的。因为公共信道的信道建立时间比较短，TCP 连接的 3 次握手需要发送 40 B 的短 IP 分组，一个 10 ms 交织的 32 kbit 的 RACH 或 FACH 消息刚好可以承载 40 B 的信令信息，若数据长度大于消息长度，可以将几个 RACH 或 FACH 消息串行传输，所以一次消息传输的业务量阈值设定范围为 64~256B。

去激活定时器的定时长度取决于比特速率。为避免资源的浪费，比特速率越高，去激活的定时时长应该越小，这样也可以节省移动台的功耗。但从用户的 QoS 角度来说，如果出现数据

突发，也并不希望去激活定时的时长太小，否则如果信道释放后还有数据到达，将需要另外的时间再次建立连接。因此在实际设定去激活定时器的时长时，必须综合考虑用户 QoS、码字资源和电池持续时间三者的要求和限制，去激活定时器的典型值为 2~5 s。

图 7-18 是业务状态转移的示例。移动台首先处于 CELL-FACH 状态，当 RNC 中该移动台对应的 RLC 缓存器数据量超过业务阈值时，RNC 就在下行链路中分配 DCH/DSCH，同时在上行链路中分配低速率的 DCH 作为反馈信道。一旦出现 RNC 的 RLC 缓存器清空的情况，就降低 DCH/DSCH 的比特速率。如果去激活定时期间没有数据发送，RNC 就释放 DCH/DSCH 信道，移动台返回 Cell-FACH 状态。

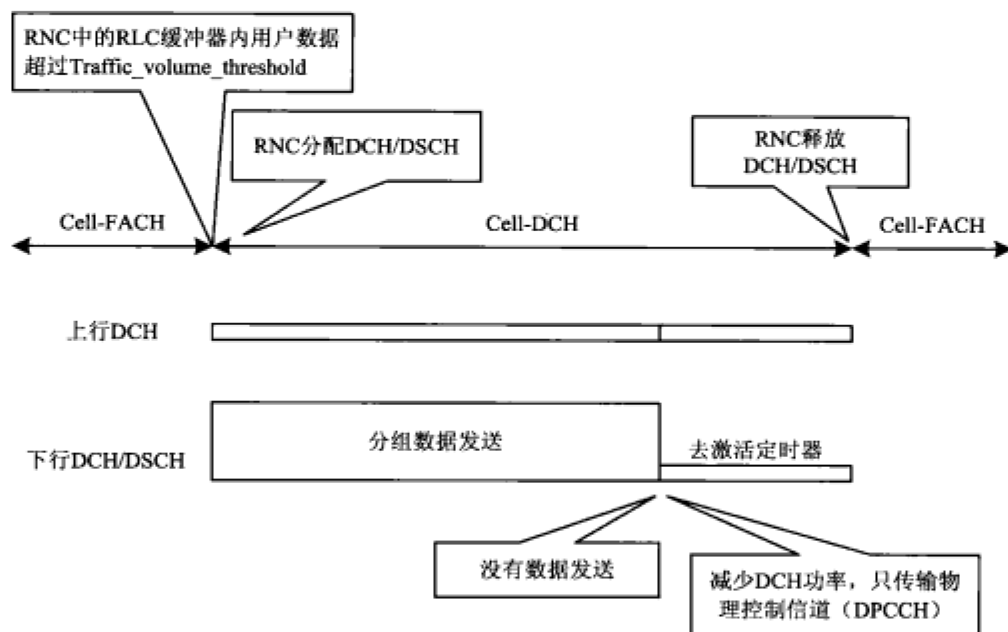


图 7-18　DCH/DSCH 的状态转移

7.8.2　分组调度典型算法

如上文所述，UMTS 中包含 4 大类业务，每一类业务的 QoS 要求不一样，而分组调度是时分复用的，因此需要知道每种业务的调度优先级（见表 7-6），保证业务的 QoS。核心网通过 Iu 接口向 TD-SCDMA RAN 提供 QoS 参数。交互业务级和后台业务级的优先级参数包括了对应于业务量级的分配保留优先权和业务处理优先权，这些参数可以用来更有效地在用户间共享无线资源。

表 7-6　业务优先权和分配/保留优先权组合得到的优先级范例

业 务 级	高级	中级	低级
流式业务	3	4	8
交互业务	6	7	9
后台业务	9	10	10

在分组调度中，传输比特速率的选择和传输中比特速率的升降都需要参考业务的优先级。如果存在共享信道，还可以根据优先级对不同用户的分组数据进行排序，较高优先权的分组数

据会优先处理，这样可以通过类似 QoS 分集的方法为不同用户群提供不同 QoS。还可以采用另一种算法：首先给所有用户分配最小的比特速率，如 32 kbit/s，然后将剩余的容量分配给优先级极高的用户，以提高它们的比特速率。

目前，对于设备提供商来说，除了满足标准，调度器的实现是衡量设备性能的另一个重要标准。在无线通信中，信道及业务都在不停的变化中，如何在保证每个用户的 QoS 的前提下接入更多的用户，是调度器实现的努力方向。既要考虑公平性，又要保证最大吞吐量。例如，在用户信道条件比较差的情况下，如果调度器将资源分配给此用户，那么此用户的大部分分组数据将无法正确传输，因而造成了系统资源的浪费。但是，分组数据可以忍受一定程度的延迟，推迟发送该分组数据直到信道条件变好，这样既保证了数据的准确传输，同时还可以将这部分资源利用在其他业务上。但是推迟多长时间以及如何补偿推迟时间内未发送数据而造成的速率降低，是需要深入研究的问题。

对于分组调度，调度器需要获得用户的一些必要信息。

(1) 用户的QoS要求，比如用户的延迟、峰值速率、平均速率等。

(2) 用户的信道条件（CQI，Channel Quality Indicator），比如信干比SINR。移动终端测量下行的导频信息，然后把测量结果报告给调度器，获得CQI。对于FDD系统来说，由于上、下行信道不一致，此信息会有一定的误差。而对于TDD系统，由于信道的互易性，此CQI信息是准确的。

调度器利用获得的先决信息，根据一定的原则给用户分配资源（包括时间、码字、功率等）。几种典型的调度算法如下。

1. *轮循调度*（RR，Round Robin）

也称为公平时间调度，用户按照接入系统的顺序排列，轮流使用共享信道，即每个用户获得同等的资源，分配相同的功率和相同的占用时间。对于靠近基站的用户，由于其信噪比较高，对于同样的资源，其吞吐量更大；而对于小区边界的用户，其信噪比低，相应的吞吐量较小。因此表面上用户在资源使用上是公平的，但是用户各自的速率和吞吐量并不一样。对于用户的QoS来说，没有得到保障。比如边缘用户要求的速率高，要求的延迟小，而平等使用资源显然不能保证其QoS。因此循环调度能保证每个用户公平使用资源，但是不能保证用户的QoS也是完全公平的。

该算法的执行遵循以下规则：

(1) 每个请求服务的用户都处于一个申请队列中，以便得到服务；

(2) 在进行资源调度时，非空队列中的申请以轮循方式接受服务并传送数据；

(3) 队列中同一 UE 再次接受服务前，其他所有非空队列的 UE 必须都被服务过一遍；

(4) 除非只存在一个非空队列，并且该队列中只有一个申请，否则一个申请不可能连续接受两次服务。

轮循算法的优点是简单可靠，并且保证了用户间的公平性，缺点是系统吞吐量较小，性能较低。

2. *最大 C/I 调度*

也叫贪婪算法调度，这种调度算法的思想是高 C/I 值的用户比低 C/I 值的用户具有更高的分组传输优先权。系统在每次调度时，总是选择 C/I 最大的用户来调度，这样 C/I 高的用户总能获得较高的吞吐量，而低 C/I 的用户可能始终得不到调度。最大 C/I 调度器以牺牲用户的公平性为代价得到最大的系统容量。

该算法遵循以下规则：

（1）每个用户只存在于一个申请队列中；

（2）在调度时，所有非空队列以申请用户的 C/I 为优先级从高到低进行排列，得到服务的申请从队列中删除；

（3）任意时刻接受服务的用户总有最高 C/I。

最大 C/I 调度算法优点是小区吞吐量最大，缺点是信道比较差的用户总没机会得到调度，用户公平性得不到满足。

3. 正比公平（PF，Propotional Fair）算法

通常认为最大 C/I 算法公平性最差，但是系统吞吐量最大，可以将其看作系统吞吐量的理论上界。而循环算法公平性最佳，每个用户获得调度的机会均等，但是系统吞吐量最小。这两种算法其实都没有考虑用户的 QoS 要求，没有考虑用户的速率要求和当前的速率传输状态。因此结合两者优点，考虑慢衰和快衰的特性不同，提出了正比公平算法。

在正比公平分组调度算法中，每个用户根据信道状况、业务量大小以及服务状况等分配一个优先级，任意时刻小区对优先级最大的用户进行服务。优先权的计算如下所示：

$$prio_k(t)=\frac{\left(\frac{C}{I}\right)_k(t)}{T_k(t)} \tag{7-61}$$

$\left(\frac{C}{I}\right)_k(t)$ 指第 k 个用户在 t 时刻的载干比，而 $T_k(t)$ 指该用户在以 t 为结尾的时间窗中的吞吐量，$prio_k(t)$ 为 k 个用户在 t 时刻的优先级。上式保证了同一个用户不能总得到服务。这是因为当用户连续进行传输时，$T_k(t)$ 逐渐变大，从而使得该用户优先级 $prio_k(t)$ 降低，这样就无法再连续获得服务，也保证了用户间的公平性。当然在用户的规定时间窗吞吐量 $T_k(t)$ 一样时，载干比 $\left(\frac{C}{I}\right)_k(t)$ 大的用户的优先级高，这样也保证了吞吐量尽可能大。

此算法对时间窗的长度通常有严格要求，必须设置得足够长才能平均快衰地变化，但同时需要满足用户时延要求，所以通常将其定位1.667 s或1.75 s。$\left(\frac{C}{I}\right)_k(t)$ 可进一步表示为：

$$\left(\frac{C}{I}\right)_k(t)=\frac{P_k}{I}\cdot a_k\cdot b_k(t) \tag{7-62}$$

这里 P_k 和 I 分别是基站对于第 k 个用户的发射功率以及对于该用户的小区外干扰。而 a_k 和 $b_k(t)$ 分别指无线信道增益中来自慢衰和路径损耗的慢变部分以及来自快衰的快变部分。因此用户的优先级表达式可以简化为：

$$prio_k(t)=\frac{P_k}{I}\cdot\frac{b_k(t)}{T_k(t)/a_k} \tag{7-63}$$

可以认为在同一小区中不同用户的 $\frac{P_k}{I}$ 是近似相等的，所以优先级表达式可简化为：

$$prio_k(t)=\frac{b_k(t)}{T_k(t)/a_k} \tag{7-64}$$

由于$T_k(t)$和a_k都是缓慢变化的，在一小段时间内可以把$T_k(t)/a_k$近似看作一个常量。不同用户的$b_k(t)$是独立同分布的，因此在任意时刻，同一个小区中的不同用户获取服务的概率是相等的。当用户获取服务时，它的快衰状况必然是最好的。尽管长时期来看，小区内的用户占用相同的时长进行通信，但由于服务时机的选择，用户只有在快衰状况比较好的时候才获得服务，所以系统吞吐量得以提高。已有的研究结果表明，相对于采用轮循调度算法的系统，采用正比公平分组调度算法的系统吞吐量提高了25%左右。

图 7-19 给出了共享信道 DSCH 的不同调度算法的调度策略，其基本原理是根据不同调度准则分配不同的时隙或者码等物理资源。在轮询算法中，UE 1 和 UE 2 等间隔占用资源，在最大 C/I 算法中，信道资源总是被 UE 1 占用；在正比公平算法中，UE 1 先被调度，当传递一部分信息后，其优先权变小，转而调度 UE 2，只有当 UE 2 传递相同的信息后，UE 2 的优先权才变小，转而调度 UE 1。这种调度算法不用考虑用户的位置，对所有用户提供相同的吞吐量，即小区边界的用户和小区中心用户具有相同的吞吐量。为了让所有用户具有相同的吞吐量，低 C/I 的用户比高 C/I 的用户应该分配更多的资源，因此这种调度算法可以视为逆 C/I 的调度算法。

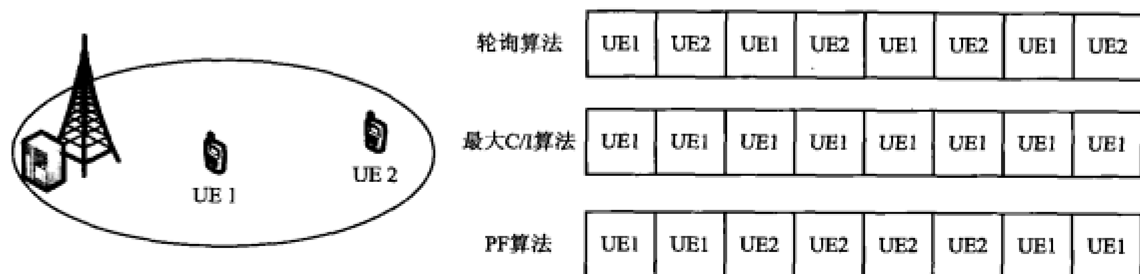


图 7-19 三种典型算法的示意图

下面用图表来比较轮询算法、最大 C/I 算法和 PF 算法[8]。先介绍公平性曲线。

公平性曲线是用各用户吞吐量归一化累积分布函数（CDF，Cumulative Distribution Function）曲线来表示的，是用所有用户的平均吞吐量做归一化的。

$$T_k' = \frac{T_k}{\text{avg}_{j=1\ldots K}(T_j)} \tag{7-65}$$

T_k 表示用户 k 的吞吐量，T_k' 为规一化的吞吐量，avg()表示求平均值，$avg_{j=1\ldots K}(T_j)$ 表示小区的平均吞吐量。

一般公平性准则为：吞吐量较低的用户占总用户数的比例应该符合实际情况，比如低于 0.1 倍平均吞吐量的用户数不能超过总用户数的 10%，低于 0.2 倍平均吞吐量的用户数不能超过总用户数的 20%，如表 7-7 所示。

表 7-7 CDF 准则

归一化吞吐量	0.1	0.2	0.5
CDF	0.1	0.2	0.5

按照这个准则，所有符合公平性的调度算法，其公平性曲线都处于这 3 点连成的直线的右侧，否则就违反了公平性准则。图 7-20 是上面提到的 3 种调度算法的 CDF 曲线。

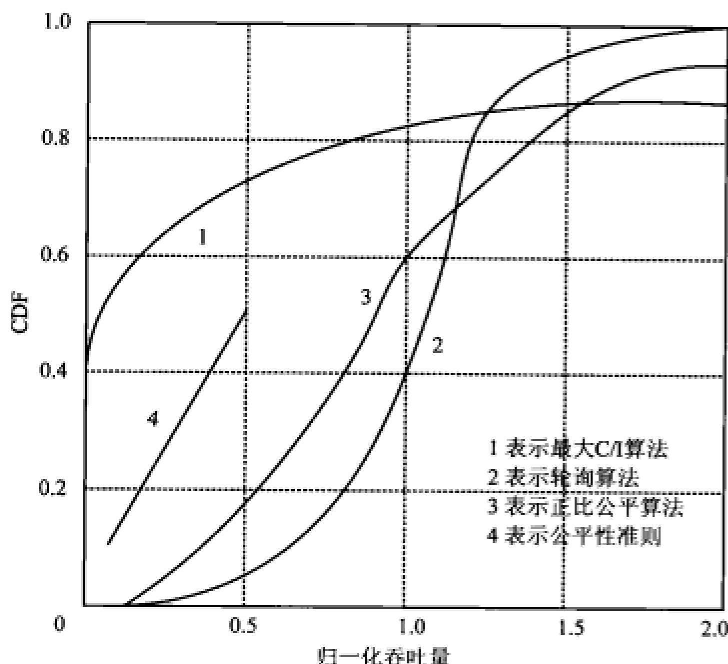


图 7-20 3 种算法的 CDF 曲线

从图 7-20 中可以看出，轮询算法和正比公平算法都在准则的右侧，因此满足公平性要求，而最大 C/I 算法则不满足。同时，也可以看出，最大 C/I 算法的吞吐量是最大的，明显高于轮询算法和正比公平算法。对比吞吐量的累积分布函数曲线不难发现，曲线下端越靠左吞吐量越大。这是由于越往左，表示低吞吐量用户占的比例越大，也就是调度算法给信道条件差的用户的传输机会越少。这就启发我们，在满足公平准则的前提下，公平性曲线尽量向左靠近公平准则，这样的调度算法将是吞吐量和公平性折中最好的。

在实际过程中，由于信道的突变，数据不可能一次传送成功，需要重传。重传的数据遵循以下规则：

(1) 在 ARQ 反馈延时后，所有错误接收的分组将重新调度；

(2) 重传分组比初传分组具有更高的优先权，但如果连接 1 比连接 2 具有较高初始优先权，那么连接 1 的初始优先权仍然大于连接 2 的重传优先权；

(3) 调度器发送重传分组的次数达到最大值后，分组数据将从对列中丢弃。

7.8.3 分组调度器和其他 RRM 算法的关系

分组调度器的工作紧密地联系着其他RRM功能，接下来将介绍它们之间的联系。

1. 分组调度与接纳控制的关系

因为来自非实时连接的可控负载可以根据需要自行减少，所以接纳控制只需要估计不可控的实时连接产生的负载即可。例如，如果用户申请视频连接，接纳控制先估计可以减少的可控分组业务数量，并判断是否可以通过减少分组数据来支持视频连接。接纳控制还决定着连接的初始化参数，包括该连接中可采用的比特速率。

2. 分组调度与负载控制的关系

因为分组调度器本身属于负载控制的重要组成部分，所以分组调度器和负载控制紧密地联系在一起。分组调度器并不能控制非实时连接的延迟，因此采用负载控制来调整非实时连接的延迟。当实时用户的负载增加到非常高的值时，分组调度器可以降低可控的非实时用户的负载。改进的分组调度算法配合非实时用户将系统负载保持在期望的水平。

3. 分组调度与功率控制的关系

在分组调度下，DSCH、DCH 和 CPCH 支持快速闭环功率控制。而 FACH 和 RACH 只支持开环功率控制，所以在分组调度时，需要考虑闭环功率控制对 DSCH、DCH 和 CPCH 分组调度的影响，以及开环功率控制对 FACH 和 RACH 信道上分组调度的影响。

4. 分组调度与动态信道分配的关系

分组调度中，可供调度的信道有多个，这就涉及如何把合适的用户分配到合适的信道上，同时既保持用户的 QoS 要求，又保证系统不过载。

参考文献

[1] 3GPP TS 25.922 Radio resource management strategies.

[2] 3GPP TS 25.105 UTRA (BS) TDD: Radio Transmission and Reception.

[3] 3GPP TS 25.102 UE Radio Transmission and Reception (TDD).

[4] 彭木根等. TD-SCDMA移动通信系统. 机械工业出版社，2007.

[5] 陈泽强等. WCDMA技术与系统设计. 机械工业出版社，2005.

[6] 3GPP TS 25.331 Radio Resource Control (RRC).

[7] 3GPP TS 25.224 Physical layer procedures (TDD).

[8] 王亚峰，杨大成. 一种用于前向分组数据业务的新调度算法. 电子与信息学报，2003，25(12): 1669－1675.



第8章　TD-SCDMA增强技术——HSDPA

2001 年 3 月，TD-SCDMA 正式列入 3GPP 关于第三代移动通信系统的技术规范，包含在 R4 版本中。2002 年 10 月 23 日，信息产业部公布了 TD-SCDMA 频谱规划，为 TD-SCDMA 标准划分了 155 MHz 的非对称带宽。2006 年 1 月 20 日，信息产业部正式颁布了作为第三代移动通信技术的 TD-SCDMA 系列行业标准。近年来，业界一直在研究和完善 TD-SCDMA 的后续增强和演进技术。为了更好地满足无线数据业务急剧增长所带来的网络性能需求，3GPP R5 引入新的增强技术，即高速下行分组接入（HSDPA，High Speed Downlink Packet Access）。该技术引入增强型下行共享信道（HS-DSCH）、自适应编码与调制（AMC，Adaptive Modulation and Coding）、混合自动请求重传（HARQ，Hybrid Automatic Retransmission Request）等技术。高阶调制和基于 Node B 的快速调度能有效降低数据重传和延时，适合瞬时下行速率要求较高的突发性业务，适合视频点播、无线上网等非对称的数据业务。对于 1.6 MHz 的 TD-SCDMA，采用 HSDPA 技术后，理论上下行峰值速率可以达到 2.8 Mbit/s。3GPP R4 中的 TD-SCDMA 方案是一个单载频的技术方案，单载频的带宽为 1.6MHz，系统容量受限。为此，行标提出 TD-SCDMA 的 *N* 频点技术，每个小区配置多个载频，称这样的小区为 *N* 频点小区。为了解决 TD-SCDMA 单载波绝对传输速率低于 WCDMA 的问题，*N* 频点可以和 HSDPA 相结合，即多载波 HSDPA。

8.1　TD-SCDMA HSDPA 对 R4 的影响

R5 版本的 HDSPA 是 R4 版本的演进和升级，是兼容 R4 版本的。同时为了提高性能，也对 R4 版本做了一些小的改进，下面分别描述 R5 版本对 R4 版本的改进。

8.1.1　引入 HSDPA 对体系架构的影响

为提高峰值速率，适应业务需求，HSDPA 中增加了 3 个新的物理信道和 1 个传输信道[1][2]，如表 8-1 所示。

表 8-1　HDSPA 增添的信道

传输信道	物理信道
HS-DSCH	HS-PDSCH HS-SCCH HS-SICH

高速下行共享信道（HS-DSCH，High Speed Downlink Shared CHannel）是下行传输信道，用于承载高速下行数据，映射到 HS-PDSCH 上。

高速物理下行共享信道（HS-PDSCH，High Speed Physical Downlink Shared CHannel）位于下行链路，负责传输用户分组数据。

高速共享控制信道（HS-SCCH，High Speed Shared Control CHannel）位于下行链路，主要承载所有相关底层的控制信息。

高速共享信息信道（HS-SICH，High Speed Shared Information CHannel）位于上行链路，该信道是共享的控制信道，主要反馈相关的上行信息。

HS-DSCH 的引入对多个协议层均有影响[3]，最明显的是物理层和 MAC 层。通过以下的功能与特征，HSDPA 实现了较高的吞吐量。

（1）HSDPA 引入了一种自适应调制和编码（AMC）方案，根据终端和 Node B 提供的信

道条件信息选择调制方式和编码速率。在下行方向，HSDPA 支持 16QAM 作为较好的信道条件下传输数据的高阶调制方法，同时支持原来所使用的 QPSK。

(2) HSDPA 采用混合自动重发请求（HARQ）协议处理重传，保证无差错数据传输。HARQ 是新的 MAC 实体 MAC-hs 的关键组成部分，同时位于 Node B 和 UE 中，如图 8-1 所示。

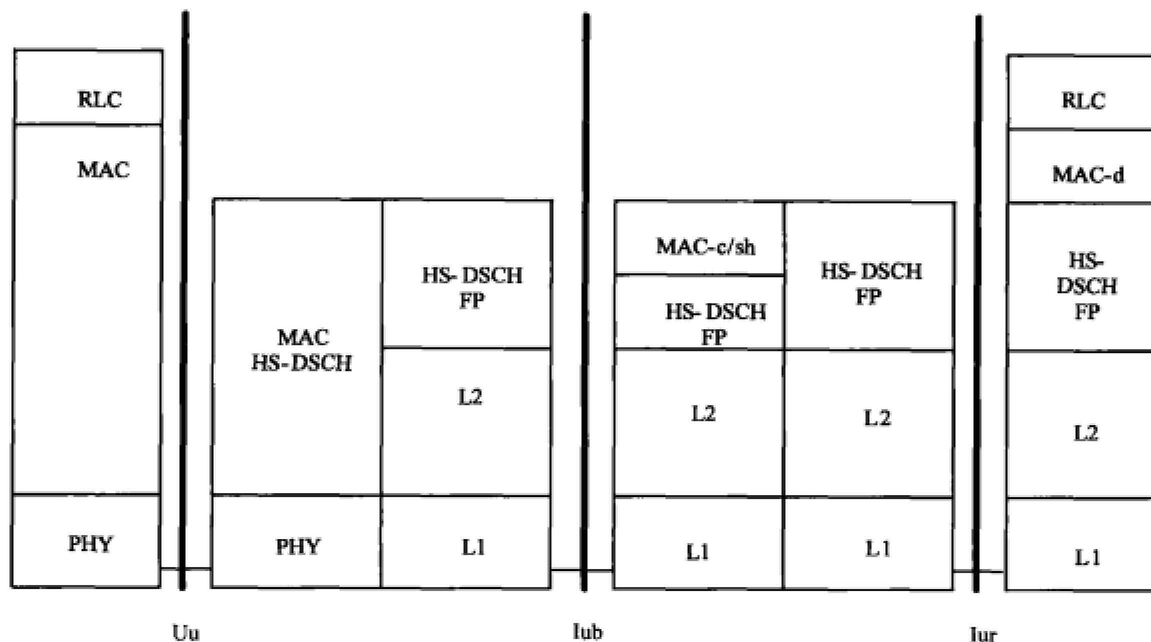


图 8-1 HSDPA 无线接口协议架构

(3) 快速分组调度算法作为 Node B 功能的一部分实现。该算法根据信道瞬时状态，负责将 HS-DSCH 资源（时隙和码字）分配给不同的用户。

从这些功能与特性看出，以前为 RLC（Radio Link Control）协议层和服务 RNC(SRNC, Serving Radio Network Controller)预留的部分功能已经下移到了 MAC 协议层及 Node B 中。

在 HSDPA 中，MAC 层新增了 MAC-hs 实体。MAC-hs 实体位于 Node B 而不位于 RNC，其作用主要是负责处理 HS-DSCH 有关的第 2 层功能，包括下列功能。

(1) 处理 HARQ 协议，包括产生 ACK 与 NACK 消息。

(2) 对子帧进行重新排序。由于 HARQ 协议的重传处理可能会导致子帧的到达顺序混乱，所以需要进行重排序处理。原有的重排序是在 RLC 中实现的，但是 HS-DSCH 的 Node B 中并没有这个协议层，所以 MAC-hs 代替执行了 RLC 的部分功能。

(3) 将多个 MAC-d 流复用成一个 MAC-hs 流，或从一个 MAC-hs 流解复用为多个 MAC-d 流。

(4) 下行分组调度。

在控制面协议部分中，HSDPA 的引入还要求增加和修改 UTRAN 内部所使用的控制面协议，特别是下列协议。

(1) 无线资源控制（RRC）协议，负责一系列的 UTRAN 专用功能，包括无线承载（Radio Bearer）管理。

(2) Node B 应用部分（NBAP）协议，在 Iub 接口上实现。NBAP 使 RNC 能够管理 Node

B 上的资源。HS-DSCH 构成一种额外的 Node B 资源类型，也需要使用 NBAP 协议管理。

（3）无线网络子系统应用部分（RNSAP）协议，在两个 RNC 之间的 Iur 接口上实现。它也受到 HSDPA 的影响，因为在这种情况下，Node B 中的 HSPDA 相关资源由不同于 Node B 主控 RNC 的服务 RNC 加以管理。

在用户面协议部分中，用来在 UTRAN 内部传送 HS-DSCH 传输块的用户面协议是 HS-DSCH 帧协议（HS-DSCH FP），如图 8-1 所示。帧协议一般负责整合传输块，并封装成可以透过 UTRAN 传输网络的传送格式。HS-DSCH 帧协议的一项重要功能是控制 HS-DSCH 中从 RNC 发送到 Node B 的 MAC-d 协议数据单元（PDU）。因为 Node B 缓存有限，所以必须采用流量控制，流量控制功能是通过 RNC 与 Node B 之间的 HS-DSCH 帧协议消息实现的。RNC 将容量请求发送给 Node B，提示数据传输。Node B 根据缓存状态，通过容量分配消息，控制一定时间周期内允许 RNC 发送的 MAC-d PDU 的数量。

HSDPA 对 RNC 的影响如下[3]。

（1）增强了无线资源管理（RRM）算法。

（2）在传输接口信令方面，Iub/Iur 上新增了数据和控制帧，增加和修改了 NBAP 信令（Iub）、RNSAP 信令（Iur）以及 RRC 信令（Uu）。

（3）在传输带宽方面，对 Iub，Iur 和 Iu 接口提出了高带宽的要求。

HSDPA 对 Node B 的影响主要包括：在 Node B 中，MAC 层增加了新的传输信道和物理信道，同时增加了 MAC-hs 实体，负责处理 HARQ 等功能。此外，Node B 还增加了对 16QAM 的解调功能。图 8-2 描述了 HSDPA 对 Node B 架构的影响情况。

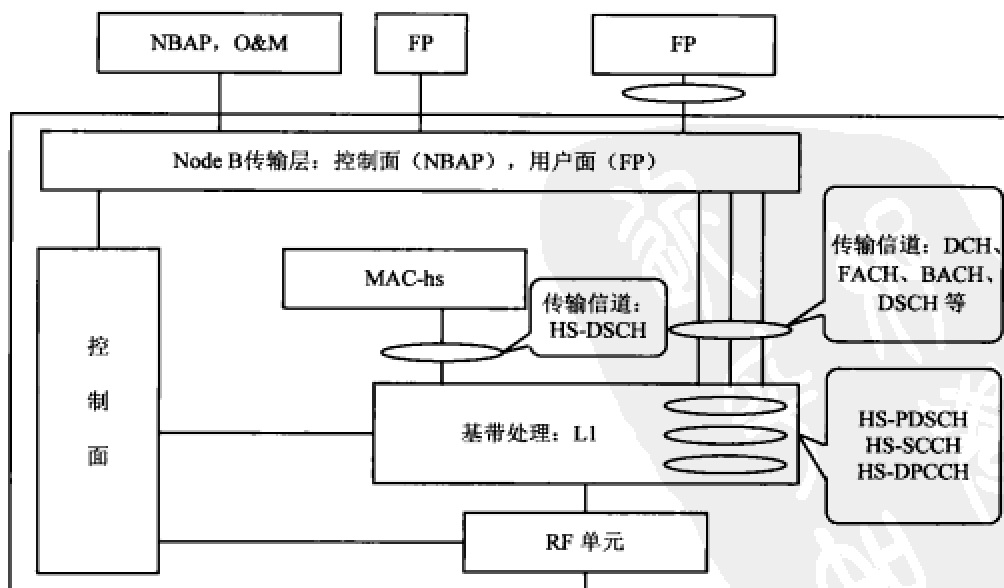


图 8-2　HSDPA 对 Node B 的影响

HSDPA 对 UE 的影响如下。

（1）要求 UE 新增 MAC-hs 层。

（2）对基带处理能力进行增强，使其可处理多码传输。

（3）新增对 16QAM 解调的支持。

（4）要求终端具有更大的内存。

（5）对更先进的接收机和接入算法的支持。

（6）提供 13 类 HSDPA 终端。

HSDPA 功能对 Node B 的修改比较大，对 RNC 主要是修改算法和协议软件，硬件的影响很小。如果需要在原有的设备上升级 HSDPA 功能，只需要升级软件即可，不需要修改硬件。

8.1.2 引入 HSDPA 对无线资源管理的影响

由于 HSDPA 的引入，相关的物理信道得到加强，因此进一步升级 R4 无线资源管理算法。影响的相关算法包括：增加 HS-PDSCH、HS-SCCH 信道码资源管理的特殊处理，增加 HS-DSCH 的接纳控制算法，增加 HSDPA 的功率控制算法，增加 HS-DSCH 信道引入后的动态无线承载控制策略，引入 HSDPA 小区和一些物理信道(对移动切换判决和处理带来了影响)，更新负载控制方法。

在 R4 中，调度控制全部在无线网络控制器（RNC）上进行，在 Node B 只执行与功率控制相关的功能。在 R4 中如果连接涉及了两个 RNC，就采用分布式调度。在该连接中，与核心网相连的服务 RNC（SRNC）负责处理专用信道（DCH）的调度，而与基站收发器相连的漂移 RNC（DRNC）负责处理公共信道的调度。HSDPA 的无线资源管理（RRM）与 R4 相比已经有了很大的变化[3]。

1. HSDPA 对接纳控制的影响

由于 HS-SICH 物理信道是共享信道，因此 HSDPA 接纳控制和专用信道有所不同。在接纳控制时需要充分考虑流类业务、交互类业务和背景业务各自的特点以及 HS-DSCH 的工作特点进行调度，充分发挥 HS-DSCH 共享信道的高速特性，如图 8-3 所示。

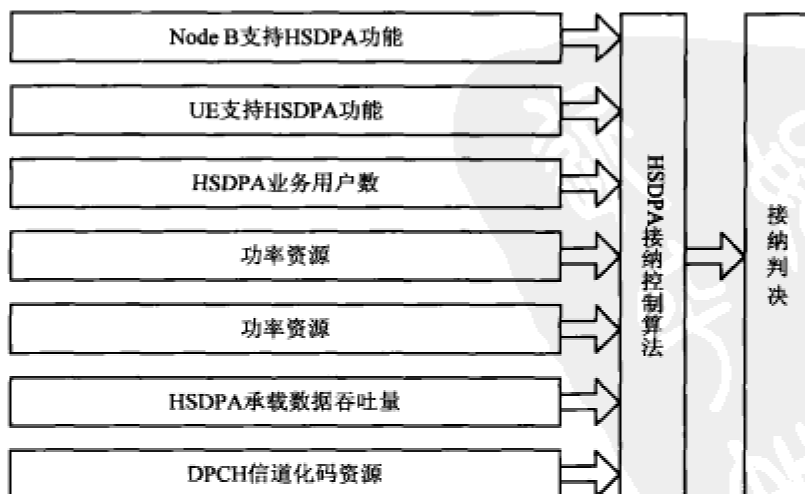


图 8-3 HSDPA 的接纳控制

2. HSDPA 引入对 PS（Packet Switch）业务的影响

引入 HSDPA 之后，将会有较多的 PS 业务承载在 HS-DSCH 信道上。引入 HSDPA 之后的信道分配方案如图 8-4 所示。对于 PS 业务，有 DCH 和 HS-DSCH 两种信道选择，其中 DCH 是

专用信道，HS-DSCH 是共享信道。对于实时性不强的 PS 业务，优先选择 HS-DSCH 信道，把 DCH 信道留给实时性强的 PS 业务。

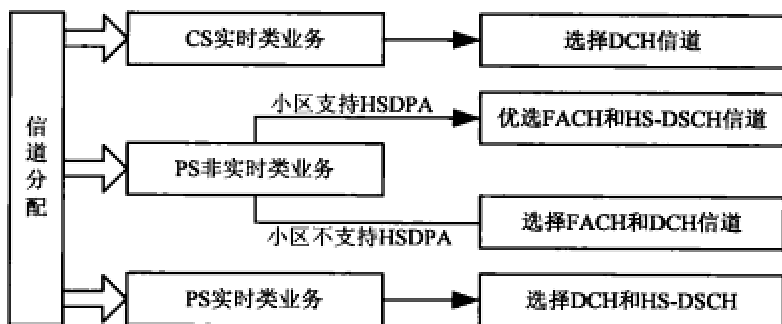


图 8-4　引入 HSDPA 后的信道分配

3. HSDPA 的负载控制的影响

负载控制的目的是保证系统的稳定性。如果系统规划适当，接纳控制和分组调度能够尽量避免过载，但也不能排除特殊情况下用户功率突然升高导致系统过载的情况。因此，无线资源管理需要通过负载控制手段使系统快速恢复到稳定状态。

HSDPA 的负载控制与 R4 的区别只在下行，其降低负载的策略包括以下几点（参见图 8-5）。

（1）降低 HSDPA 可用的总功率，其最终目的是降低分组域的数据吞吐量。

（2）减少 PS 业务的数据吞吐量，降低 DCH 信道上的分组业务的数据速率。

（3）删除宏分集链路，减少负荷过载小区的无线链路，从而达到降低负载的目的。

（4）强制切换到另一个载频或 GSM 系统，频带间切换可以作为负载转移的手段，从而达到降低负荷的目的。

（5）强制某些低优先级的用户掉话。



图 8-5　HSDPA 负载控制

8.1.3　引入 HSDPA 对接入网接口的影响

由于 HSDPA 的引入，与 Iub 接口相关的各个方面都需要更新。新的功能实体 MAC-hs 控制传输信道，位于 Node B 中。如果一个或多个 HS-DSCH 进行操作，MAC-hs SDU 将要从 MAC-d 通过 MAC-c/sh 和 Iub 接口发送给 MAC-hs。

在 Node B 中引入 HS-DSCH 对 Iub 所做的改变主要集中在以下几方面[4]：Iub 接口的能力，

Iub 上的功能划分，Node B 的逻辑模型中的 Iub 接口，Iub 接口协议结构。

其中 Iub 接口的能力主要包含 Iub HS-DSCH 数据流和 Iub 接口性质两个方面。对于 Iub HS-DSCH 数据流，Iub 接口为 RNC 和 Node B 间的数据帧提供高速下行共享信道传输方式。一个 Iub HS-DSCH 数据流对应一个 UE 的 MAC-d 数据流，一个 UE 可以有多个 HS-DSCH 数据流。Iub 接口的性质主要是指 Iub 数据流的映射。一个 Iub HS-DSCH 数据流由一个传输承载携带。对于每个 HS-DSCH 数据流，都必须在 Iur 接口上建立一个传输承载。

与 Iub 上的功能划分相关的主要是对高速共享信道业务的管理。高速共享信道由 Node B 控制，其中也包括对 HS-DSCH 信道和相关控制信道的无线接口管理。

对 Node B 逻辑模型的影响主要在于专用信道和共享信道的 Node B 通信环境、Iub HS-DSCH 数据端口以及物理共享资源。Node B 通信环境对应全部用户专用模式下需要使用的专有资源和 Node B 需要使用的专用信道或者共享信道。Node B 通信环境同时还存在于 Cell-FACH 模式（即非专用模式）中，提供 USCH、DSCH、HS-DSCH 信道。一个 Iub HS-DSCH 数据端口代表一个用户平面承载，它携带一个 Node B 和 RNC 间的 Iub HS-DSCH 数据流。

8.2 TD-SCDMA HSDPA 的关键技术

在 HSDPA 中除引入增强型下行共享信道（HS-DSCH）外，还有高阶调制、自适应编码与调制技术（AMC）、混合自动请求重传技术（HARQ）和基于 Node B 的快速调度[5]。

由于 TD-SCDMA 的 HSDPA 的进展比 WCDMA HSDPA 慢，很多新技术都是从 WCDMA HSDPA 借鉴过来。但是 TD-SCDMA 和 WCDMA 物理层技术的不同，导致了 WCDMA HSDPA 中的一些新技术没有用在 TD-SCDMA 的 HSDPA 中，比如快速小区选择（FCS，Fast Cell Selection）和多入多出的多天线技术（MIMO，Multiple-Input Multiple-Output）。在 TD-SCDMA 系统中，因为没有采用软切换技术，所以无法使用 FCS。又因为智能天线已经作为 TD-SCDMA 的必选技术之一，MIMO 如何与智能天线结合也仍有待研究。这里将重点介绍自适应编码与调制技术（AMC）、混合自动请求重传技术（HARQ）和快速分组调度技术。

8.2.1 自适应编码与调制技术

移动通信系统中，无线衰落信道的时变特点使通信过程存在大量的不确定性。如果发射端能够根据信道的变化，随时调整发射参数，就能在一定程度上提高传播的可靠性。通常使用功率调整和调制编码等方式。由于功率调整的易实现性，一代和二代移动通信系统都是通过调整发射功率来适应信道的时变特性的。但是，传输功率控制技术有其无法克服的缺点，其一是“远近效应”，限制整个系统的容量；其二是“噪声提升效应”，导致每个接收机都收到额外的噪声提升。因此在 TD-SCDMA 系统中并不改变 HS-DSCH 信道的发射功率，而是通过调节调制编码方式来适应信道的变化。

改变传输参数以补偿信道变化的处理过程称为链路自适应。自适应调制和编码（AMC）就属于链路自适应的范畴。AMC 实现方式为：系统根据自身物理层能力和信道变化情况，建立一个在共享信道 HS-DSCH 中传输格式的编码调制格式集合（MCS，Modulation and Coding Scheme），每个 MCS 中的传输格式包括传输数据编码速率和调制方式等参数。当信道条件发生变化时，系统会选择与信道条件对应的不同传输格式的数据分组来适应信道变化。信道质量信息反映信道的变化情况，通过接收机反馈获得。在该系统下，距离基站较近的用户往往信道条件较好，会被赋予较高的调制编码方式，从而获得较大的传输速率。相反，距离基站较远的用

户，信道条件较差，调制和编码方式较低，传输速率较低。

采用高阶调制（16QAM，64QAM）可以提高系统的频谱效率，但是高阶调制的星座图上点的密集度较高，解调时对信号幅度和相位估计的精确度和定时精确度较高，不准确的信号估计和取样定时都会恶化系统性能。

AMC 系统底层结构示意图如图 8-6 所示，其操作过程如下。

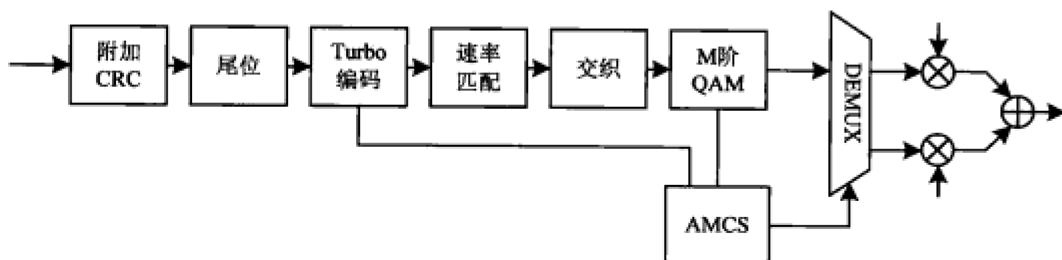


图 8-6 AMC 系统底层结构示意图

（1）UE 接收下行控制信道（HS-SCCH）消息，指示下一个 HS-DSCH 传输的资源分配情况。

（2）UE 进行相应的信道测量，测量可以通过导频获得。

（3）根据 HS-DSCH 资源分配情况和测量结果，UE 产生一个信道质量指示（CQI），并在相应的上行控制信道（HS-SICH）报告给 Node B。这个 CQI 可以包括 UE 建议的传输块大小和调制格式。

（4）基站的高层根据 UE 的 CQI 报告，选择合适的传输格式。

（5）Node B 在 HS-SCCH 上携带控制信息，并在分配的 HS-DSCH 传输时间间隔上采用相应的传输格式发送给 UE。

AMC 有以下几个主要优点：对于位置较好的用户，系统可以向它提供高速率的数据服务，增加系统总吞吐量；基站不改变 HS-DSCH 的发送功率，这样系统干扰变化可以大大减少；根据信道的情况改变调制和编码方式，因此可以控制每个用户的传输错误率，使得系统性能更稳定。

同时，实现 AMC 也面临着一些挑战：为选择调制和编码方式，基站必须知道信道质量，AMC 对信道测量误差和延时比较敏感；信道质量估计的错误会使基站选择不合适的数据速率，这样会造成浪费系统容量或者误码率增大的情况；因为移动信道的多径性，信道测量报告时延会使得信道质量报告不太可靠；与 R4 的 UE 相比，增加的功能（测量报告、对高阶调制方式解调等）使得 UE 的复杂度增加。

8.2.2 HARQ 技术

HARQ 技术是在自动重复请求（ARQ）系统中嵌入一个前向信道纠错编码（FEC）子系统，发送端发送的码不仅能检错，还具有一定的纠错能力，这在一定程度上弥补了要求的译码设备复杂和 ARQ 信息连贯性差的缺点，并能达到较低的误码率。重传请求可以发生在每一个传输块，也可以发生在每一个 HS-DSCH 的传输时间间隔。单独在每一个传输块上进行重传的效果是有限的，大多数情况是一个 TTI 的数据大部分出错或者大部分正确。以 TTI 为单位的重传也会简化相关的信令操作。

3GPP 标准中规定 HSDPA 主要采用以下 3 种 HARQ 方案[6]：包合并型（CC，Chase Combining）、部分增量冗余型（PIR，Partial Incremental Redundancy）和全增量冗余型（FIR，

Full Incremental Redundancy），它们分属不同的 HARQ 类型。

第一类 HARQ（传统 ARQ）中，接收端首先对接收数据进行纠错，如果错误不能纠正，就发送重传请求，丢弃错误包。重传时使用相同的纠错编码，即冗余信息相同。第一类 HARQ 的信令开销很小，由于在重传中使用相同的纠错编码，物理层的结构以及解码都要简单。但是这种固定冗余的前向纠错编码导致系统吞吐量不如第二类和第三类 HARQ。

第二类和第三类 HARQ 均属于增量冗余（IR）的 ARQ 机制。增量冗余的 ARQ 在重传时携带不同于第一次的冗余信息，并与第一次的数据合并形成新的具有更好纠错能力的纠错编码。增量冗余还可细分为全冗余方式和部分冗余方式。全冗余就是在重传的时候只发送冗余信息而不包含信息位，属于第二类 HARQ。部分冗余，也就是第三类 HARQ，在重传的时候包含信息位，这类重传信息具有自解码的能力。

第二类 HARQ 还可以分为异步 IR、同步 IR、自适应 IR 等。信息编码后有多种打孔方式，因而有不同的冗余信息版本。如果在所有版本的冗余信息都发送过后，接收端合并后仍不能正确解码，那么重新发送第一版的数据信息，在合并的过程中替代原来的那版。也有将两次传输的数据进行合并再进行解码的。全部冗余的缺点在于重传信息无法自解码，在首次传输中信息位破坏严重的情况下，增加冗余信息也无法正确解码，这种情况下就突显重传信息中包含信息位的优势。

第三类 HARQ 可以看作第一类 HARQ 和第二类 HARQ 的综合，它采纳第一类 HARQ 中信息位的重传和第二类 HARQ 中每次重传包含的不同冗余信息，既提高了传输的可靠性，又弥补了第二类 HARQ 重传无法自解码的缺点。如果第一次发送无法正确解码，就发起重传，接收端根据重传的信息进行解码。如果仍无法得到正确的数据，就将首次发送和重发的数据合并后再解码。如果仍无法正确解码，那么申请再次重传。如果所有版本的数据包都发送过后仍不能正确解码，重复发送这些版本。

CC 方案可以认为是第三类 HARQ 的简化版，也可以认为是第一类 HARQ 的改进。CC 方案中每次重传与第一次相同的数据，在接收端将本次重传与之前传输的数据软合并后解码。它与第三类 HARQ 的区别在于，前者使用的是固定的前向纠错码。

HARQ 主要有两种机制：选择重传（SR，Selective Repeat）和停止等待（SAW，Stop-And-Wait）。SR 重传只重传接收到的错误数据块，对时延不敏感，但是必须对每一个发出的数据块进行编号。该方式与 HARQ 相结合两个难点：第一，终端 UE 必须有较大的内存空间存储传输窗内的数据，传输窗越大，对内存的要求越高；第二，HARQ 需要准确知道每个传输块的传输序号，这对包含传输序号的信令传输要求很高。停止等待（SAW）模式是相对简单的一种方式。发送方在得到上次发送被正确接收的反馈后才继续发送下一个数据块。系统只需要 1 bit 的信息来区分现在的传输块和下一个传输块，接收确认的信息也只需要 1 bit，因此信令开销很小。一次只传一个数据块对 UE 端的存储空间的要求也很小。但是，因为要等待接收端的确认信息，所以在这段时间内信道是空闲的，这是对传输资源的一种浪费。n 信道 SAW 就可以解决这种资源浪费的问题。它在一个信道上同时并行进行 n 个 SAW 进程，当下行链路被某个 SAW 进程占用的时候，上行链路用于传送其他 SAW 的确认信息。这样资源就可以被充分利用了，但是要求终端要有存储 n 个传输块的能力。

HARQ 在物理层实现。与传统的无线链路控制层（RLC，Radio Link Control）实现的 ARQ 相比，HARQ 能够更及时地检测到信道的变化，同时延时也要远小于 RLC 层的重传。另外能保证在任何时候 UE 只接收来自一个 Node B 的数据，在切换时，只需简单地和新建立连接的 Node B 执行 HARQ。

8.2.3　快速分组调度

快速分组调度是 HSDPA 的另一项关键技术，其主要性能表现在两个方面。一个是调度的发起位置较 R4 版本有所变化，因为基站已经掌握足够的信息用于调度，而采用基站发起的调度可以大大缩短信令传输的过程，所以降低了调度延时。另一个是较短的调度周期，每个子帧调度一次，使得系统可以根据信道情况变化及时调度不同的用户，使得资源的利用率最大化。快速调度算法在很大程度上决定了系统的性能，它能在时变的无线环境下使无线资源得到有效利用，提高扇区吞吐量。调度算法功能位于基站端，在每一个 5 ms 帧中对用户以及共享信道的使用权进行重新调度。较短的调度间隔增强了系统的反应速度。调度算法不仅要保证将资源调度给需求最大或信道条件最好的用户，以保证较高的用户传输速率和系统吞吐量，还要照顾用户的优先级和公平性。调度算法应综合考虑多方面因素：每个时间间隔（TTI，Transmission Time Interval）中可用的码资源和功率资源；UE 的无线信道质量；之前发送的数据是否被正确传输，其反馈信息（ACK/NACK）；将要传输的数据的优先级，使得资源得到最优分配，从而提高频谱利用率。调度算法在完成资源分配时应主要考虑信道条件。

8.3　TD-SCDMA HSDPA 物理层结构

如前文所述，TD-SCDMA HSDPA 增添了 1 个传输信道和 3 个物理信道，分别为 HS-DSCH 传输信道，HS-PDSCH、HS-SCCH 和 HS-SICH 物理信道。这 3 个物理信道都是为 HS-DSCH 信道服务的，HS-PDSCH 为数据物理承载信道，HS-SCCH 为下行控制信道，HS-SICH 为上行反馈信道。

HS-DSCH 物理模型分为上行模型和下行模型两个部分，分别表示上/下行方向的数据和信令传递过程。图 8-7 表示 UE 侧下行的物理层模型，而图 8-8 表示 UE 侧上行物理层模型[2]。

在 R4 中，部分物理信道可以在相应的接收周期内作为共享信道，提高资源的有效利用。UE 使用共享上行信道（HS-SICH）传输 ACK/NACK 和 CQI 信息。用于支持 HS-DSCH 的下行信令信息由 HS-SCCH 携带。下行的 HS-SCCH 和上行的 HS-SICH 的关系是事先定义好的，而不是通过 HS-SCCH 信令动态分配的。HS-DSCH 的分配信息通过 HS-SCCH 上的信令信息通知 UE。UE 最多分配一组 4 个 HS-SCCH 信道，并进行连续监视。如果 UE 检测到某个 HS-SCCH 上有给它的信息，就在下一个 TTI 只监视该 HS-SCCH。

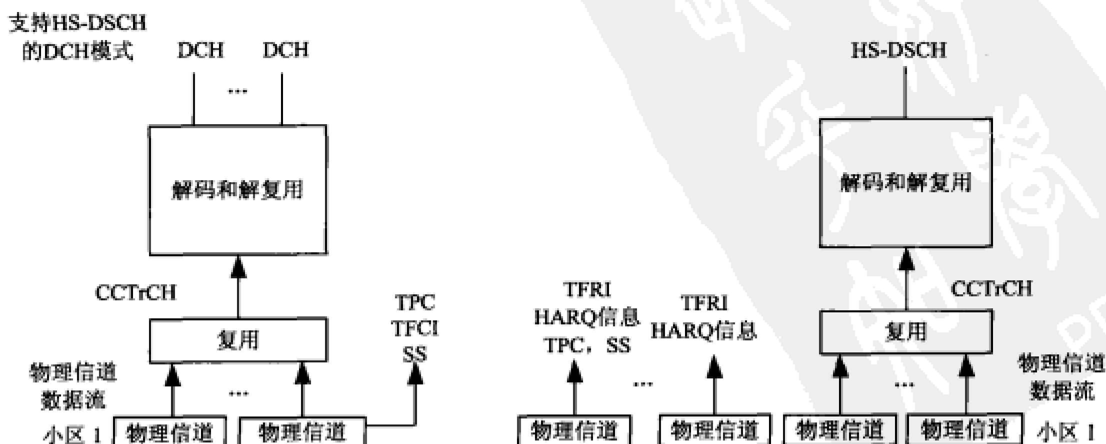


图 8-7　UE 下行侧物理层模型

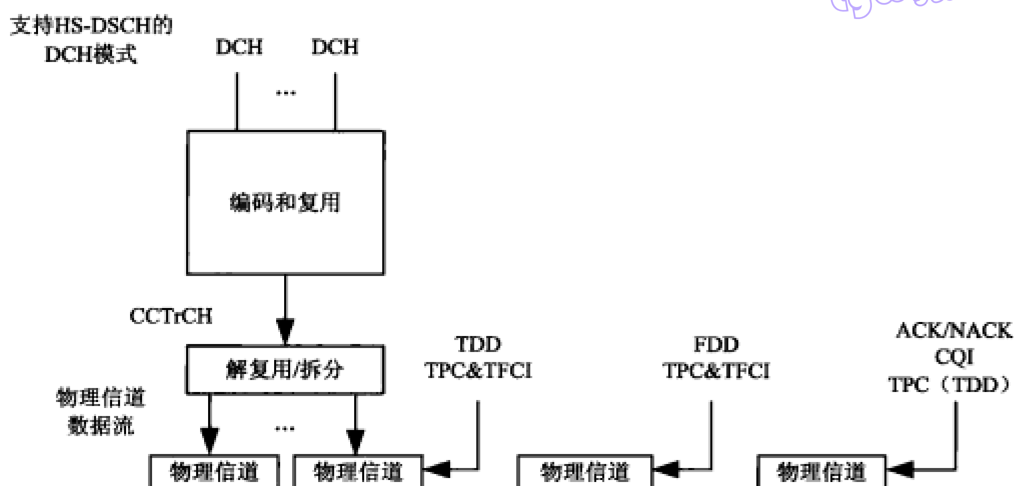


图 8-8 UE 侧上行物理层模型

由于传输信道 HS-DSCH 都映射到物理信道 HS-PDSCH 上，因此下面把这两者合并在一起说明。

8.3.1 HS-DSCH 和 HS-PDSCH

高速下行共享信道 HS-DSCH 为传输信道，通常映射到 HS-PDSCH。HS-DSCH 总是伴随一个下行 DPSCH 信道和一到多个 HS-SCCH 信道。

高速物理下行共享信道 HS-PDSCH 为物理信道，HS-PDSCH 可以采用 SF=16 或者 SF=1 的扩频因子，支持下行高速分组数据业务，负责传输用户数据。HS-PDSCH 信道的帧长为 5 ms，采用 QPSK 或者 16QAM 调制技术。信道共享方式可以是时分复用和码分复用，最基本的方式是时分复用，即按时间段分给不同的用户使用，这样 HS-DSCH 信道化码每次只分配给一个用户使用。另一个方式就是码分复用，在码资源有限的情况下，同一时刻，多个用户可以同时传输数据。

HS-PDSCH 具有如下特点[7]。

（1）一个 HS-DSCH 只在一个 CCTrCH 中进行信息处理和译码。

（2）在一个 UE 中只有一个 CCTrCH 是为 HS-DSCH 配置的。

（3）CCTrCH 可以映射到一个或多个物理信道。

（4）在每一个 CCTrCH 中只有一个 HS-DSCH。

（5）仅存在于下行链路上。

（6）可进行波束赋形。

（7）不采用功率控制，采用链路自适应技术（AMC，HARQ）。

（8）可在整个蜂窝中广播。

（9）总是与 DPCH 和一个或多个共享物理信道（HS-SCCH）相对应进行信息传输。

HS-PDSCH 依靠一个或多个信道码，这些信道码的扩频因子可能是 16 或者 1，但两者不能同时存在。传输可以在一个或多个时隙中进行。另外，在一个 HS-PDSCH TTI 中一个用户可以占用多个时隙下的多个信道化码道，但是必须在所有时隙中使用同一组信道码。HS-PDSCH TTI 不能由多个子帧组成（一般取 5 ms TTI）。

HS-PDSCH 信道配置属性如下所示。

（1）传输块大小：首次传输采用动态分配。重传时采用与初始传输相同的传输块大小。不支持盲格式检测。

（2）传输块组大小：每个传输块组只包含一个传输块。

（3）传输时间间隔（TTI）：使用固定的 5 ms。

（4）编码参数：采用 1/3 码率的 Turbo 编码。

（5）调制方式：在第一次传输和重传时均可以是动态的。UE 必须支持 QPSK 的调制方式，如果 UE 容量允许也可支持 16QAM。

（6）冗余版本：采用动态的冗余版本。

（7）CRC 大小：固定尺寸 24 bit。在每个 TTI 中有一个 CRC，例如每组传输块中有一个 CRC。

图 8-9 描述信道编码和 HS-PDSCH 的物理层映射链[7]。HS-PDSCH 采用 QPSK 和 16QAM 的调制方式。因为每个 TTI 只支持一个传输信道，所以不支持 DTX 传输（非连续传输）。速率匹配算法填充可用的物理资源，而不使用插入 DTX 的方法。发送的数据可以映射到多个物理信道上，映射方式与 R4 相同。

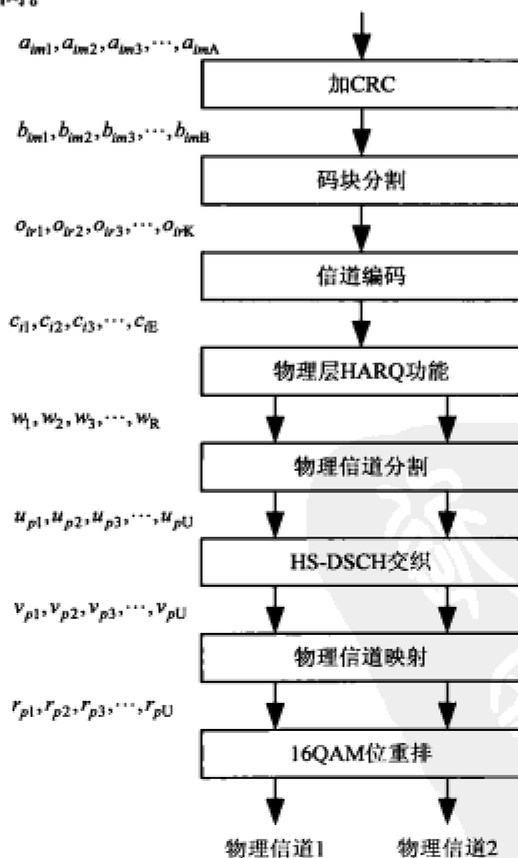


图 8-9 HS-DSCH 传输信道编码结构

每个 UE 只使用一个 HS-DSCH 类型的 CCTrCH，每个 CCTrCH 只包含一个 HS-DSCH，而且每个 HS-DSCH TTI 只有一个传输块。因此没有必要平衡不同 HS-DSCH 的质量，或者进行静态速率匹配或者传输块的串联。类似于 R4 中的 DSCH，可以动态选定位置。

码块分割方式与 R4 版本相同，Turbo 编码的最大码块为 5114 bit。每个 HS-DSCH TTI 都要

附加 24 bit 的 CRC 块，用于检测发送中的错误。

HS-PDSCH 信道使用 1/3 码率的 Turbo 编码以及 Turbo 编码的内部交织，其他编码速率由基本的 1/3 码率的 Turbo 编码经速率匹配（打孔和重复）得到。

下面将详细介绍 HARQ 功能、交织器功能和 16QAM 的位重排。

1. 物理层 HARQ 的功能

HARQ 功能将信道编码输出的位数目与 HS-PDSCH 上所能承载的位数目相匹配。HARQ 功能受到冗余版本（RV）参数的控制。HARQ 功能的输出主要与输入的位数目、要求的输出位数目以及 RV 参数相关。

HARQ 功能包含两次速率匹配阶段以及一个虚拟缓存，如图 8-10 所示。

第一次速率匹配将输入的位送到虚拟 IR 缓存中。输出的比特数目与虚拟 IR 缓存容量相匹配，相关信息由高层提供。注意，如果输入的位数目不超过虚拟 IR 缓存的容量，第一次速率匹配就是透明的。第二次速率匹配是将第一次匹配的输出与一个 TTI 内物理信道可用的位数相匹配。第二次速率匹配只考虑在第一次匹配中没有被打孔打掉的位，传输中使用的速率匹配参数由冗余版本参数控制。

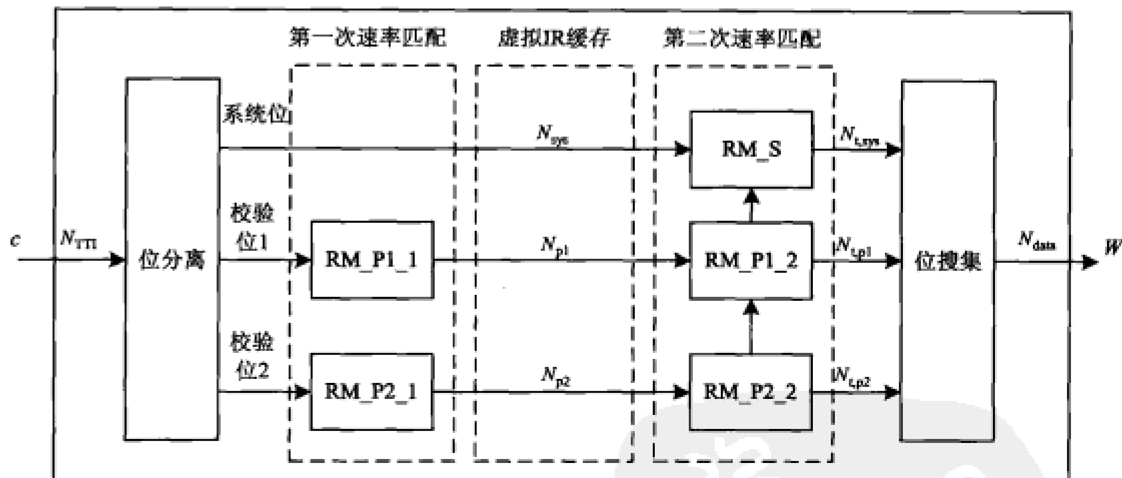


图 8-10 物理层 HARQ 功能

2. 交织

TDD 中的交织是针对一个 TTI 内的全部位进行的。图 8-11 中表示的是 HS-DSCH 采用 QPSK 调制时的交织框图，而图 8-12 表示的是 HS-DSCH 采用 16QAM 调制时的交织结构。输入交织器的位定义为 $s_1, s_2, s_3, \cdots, s_R$，其中 R 表示一个 TTI 内的位数。

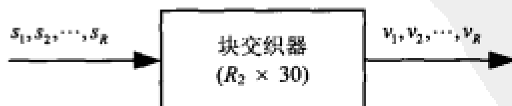


图 8-11 HS-DSCH 采用 QPSK 调制时的交织结构

QPSK 调制采用块交织，主要操作包括填充输入序列、列间交换以及对输出的序列除去填充位。块交织的输出序列的生成过程如下。

（1）矩阵的最大列数为 30，编号由左至右为 0~29。

（2）确定矩阵行数 R_2（满足 $R \leqslant 30R_2$ 的最小整数）。矩阵的行数编号由上至下为0，1，2，…，R_2-1。

（3）从第0行0列的 y_1 开始，将序列 $s_1, s_2, s_3, \cdots, s_R$ 输入到 $R_2 \times 30$ 的矩阵中。

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & \cdots & y_{30} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & \cdots & y_{60} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{30\cdot(R_2-1)+1} & y_{30\cdot(R_2-1)+2} & y_{30\cdot(R_2-1)+3} & \cdots & y_{30\cdot R_2} \end{bmatrix}$$

（4）进行列交换，基于表8-2中的交换样式 $<P_2(j)>_{j\in\{0,1,\cdots,29\}}$，其中 $P_2(j)$ 表示第 j 列初始序列的位置。经过列交换后的输出位定义为 y'_k：

$$\begin{bmatrix} y'_1 & y'_{R_2+1} & y'_{2\cdot R_2+1} & \cdots & y'_{29\cdot R_2+1} \\ y'_2 & y'_{R_2+2} & y'_{2\cdot R_2+2} & \cdots & y'_{29\cdot R_2+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y'_{R_2} & y'_{2\cdot R_2} & y'_{3\cdot R_2} & \cdots & y'_{30\cdot R_2} \end{bmatrix}$$

表8-2 交织中的列间交换样式

矩阵的列数	列间交换样式 $<P_2(0), P_2(1), \cdots, P_2(C_2-1)>$
30	<0, 20, 10, 5, 15, 25, 3, 13, 23, 8, 18, 28, 1, 11, 21, 6, 16, 26, 4, 14, 24, 19, 9, 29, 12, 2, 7, 22, 27, 17>

（5）块交织的输出位将按列从交织矩阵中读出。从输出位中删除填充的码字。交织后输出的位定义为 $v_1, v_2, v_3, \cdots, v_R$。

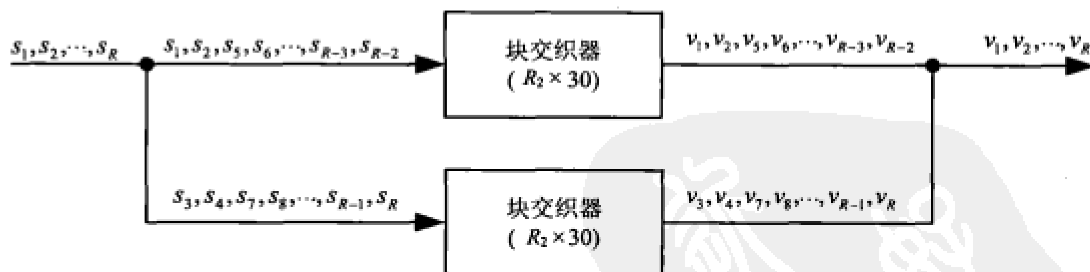


图8-12 HS-DSCH采用16QAM调制时的交织结构

在16QAM中还包含一个交织器，这个交织器与之前所描述的交织器相同，两个交织器并行操作。R_2 为满足 $R \leqslant 60R_2$ 方程的最小整数。扰码操作的输出位按对分开，分别进入两个交织器中。位 s_k、s_{k+1} 进入第一个交织器，位 s_{k+3}、s_{k+2} 则进入第二个交织器，其中 $k \bmod 4 = 1$。从第一个交织器输出的相应位定义为 v_k、v_{k+1}，第二个交织器输出的位为 v_{k+2}、v_{k+3}，同样 $k \bmod 4 = 1$。

3. 16QAM的位重排

16QAM的位重排功能只在使用16QAM的调制方式时才使用，对于QPSK不起作用。表8-3描述了不同的重排操作。

输入的位序列映射成4组数，即 v_k、v_{k+1}、v_{k+2}、v_{k+3} 分别映射到 i_1、i_2、q_1、q_2，而 $k \bmod 4 = 1$。

表 8-3 16QAM 位重排

位重排参数 b	输出位序列	操 作
0	$v_k v_{k+1} v_{k+2} v_{k+3}$	无
1	$v_{k+2} v_{k+3} v_k v_{k+1}$	交换 $v_k v_{k+1}$ 和 $v_{k+2} v_{k+3}$ 的位置
2	$v_k v_{k+1} \overline{v_{k+2} v_{k+3}}$	对后两位 $v_{k+2} v_{k+3}$ 取反
3	$v_{k+2} v_{k+3} \overline{v_k v_{k+1}}$	交换 $v_k v_{k+1}$ 和 $v_{k+2} v_{k+3}$ 的位置，并对 $v_k v_{k+1}$ 取反

上面表格中的输出序列映射到输出位中，即 r_k 、 r_{k+1} 、 r_{k+2} 、 r_{k+3} ，且 $k \bmod 4 = 1$ 。

8.3.2 HS-SCCH 信道

高速共享控制信道 HS-SCCH 是下行物理层控制信道，负责传输对 HS-DSCH 信道解码所必需的控制信息。终端接收 HS-DSCH 的数据必须要在 HS-SCCH 控制信息的配合下才能完成，因为 HS-SCCH 信道携带了 HS-DSCH 的解码信令[8]。该信令信息包括信道化码集、时隙信息、调制方式、传输块大小、HARQ 进程号（HARQ ProcessID）、冗余版本、新数据标志、HS-SCCH 循环序列号和 UE-ID 等。HS-SCCH 使用固定的扩频因子 SF=16。

当收到高层信息得知需要接收 HS-DSCH 数据之后，UE 开始连续监听 4 个一组的 HS-SCCH，寻找属于自己的控制信息。如果 UE 检测到某个 HS-SCCH 上有给它的信息，就在下一个 TTI 时只监听该 HS-SCCH，即 UE 每次只使用一个 HS-SCCH。当 UE 获得此控制信息后，才能在至少 2 个时隙后开始接收 HS-PDSCH 数据。

HS-SCCH 被所有 HSDPA 数据传输的 UE 所共享，但对单个 HS-DSCH 传输时间间隔（TTI），每个 HS-SCCH 只为一个 UE 承载 HS-DSCH 相关的下行控制信令。HS-SCCH 上主要承载了以下控制信息。

（1）UE-ID。因为 HS-SCCH 由多个 UE 共享，可能有不止一个 UE 在监测 HS-SCCH 的信息，所以需要 ID 号来明确表明这个 HS-SCCH 是对应哪一个 UE。UE-ID 是一个 10 bit 的域与 16 bit 的 CRC 域的合并，合并后与 UE 的扩展标识模 2 进行扰码。UE 标识通过填充“0”进行扩展。

（2）发送格式及资源的相关信息（TFRI）。TFRI 包含 HS-DSCH 传输格式动态部分的信息，用于指示 HS-DSCH 使用哪些资源，以及数据是如何在这些资源上携带的。TFRI 主要包括码和时隙的分配信息、调制方案信息和传输块大小，分别用于指示 UE 当前 HS-PDSCH 所用的码字和所处的时隙位置，标识 HS-PDSCH 下一个 TTI 数据的调制方案（QPSK 或者 16QAM）及传输块大小。

TFRI 信息域大小如表 8-4 所示。图 8-13 表示资源分配域的映射方案。

表 8-4 TFRI 各部分占用位数目

参 数	TD-SCDMA（5 ms TTI）
资源分配指示信息	13 bit（码道分配＋时隙分配）
调制信息	1 bit
传输块大小	6 bit

起始码字（4 bit）	停止码字（4 bit）	TS2 (1bit)	TS3 (1bit)	TS4 (1bit)	TS5 (1bit)	TS6 (1bit)

图 8-13　TFRI 资源分配域映射关系

（3）HARQ 信息。此信息表明了 UE 现在正在发送的数据与其他前面发送的数据块之间的关系，包括 HARQ 的过程信息、冗余版本信息和新数据指示信息。冗余版本信息可以指示数据分组的 HARQ 类型，新数据指示信息可以指示此数据是新数据还是重发数据。其各信息分配大小如下：HARQ 进程 ID，3 bit；新数据指示，1 bit；增量冗余版本号，3 bit；上行同步，采用 2 bit；SS 信息保持相关 HS-SICH 同步；TPC，采用 2 bit 的 TPC 命令控制相关 HS-SICH 的功率。

对于 TD-SCDMA，每个 UE 需要一个相关的下行 DPCH 提供 SS 命令，用于保持相关的上行 DPCH 和 HS-SICH 的时间同步。同时协议规定，HS-SCCH 和 HS-DSCH 间存在最小时间差为两个时隙。

1. HS-SCCH 编码

HS-SCCH 包含的信息构成一个单独的 43 bit 域，然后经 1/3 速率的卷积编码器生成 153 bit 的码字，该卷积编码器与 R4 中的相同。编码块将映射到两个突发上，一个使用时隙 0，净荷 88 bit，另外一个使用时隙 5，净荷 84 bit，同时还要承载与 HS-SICH 发送相关的 TPC 和 SS。然后使用 R4 的速率匹配算法调节码块大小，以适应实际时隙的净荷，占用 2 个码道。

TDD HS-SCCH 编码和复用过程如图 8-14 所示。

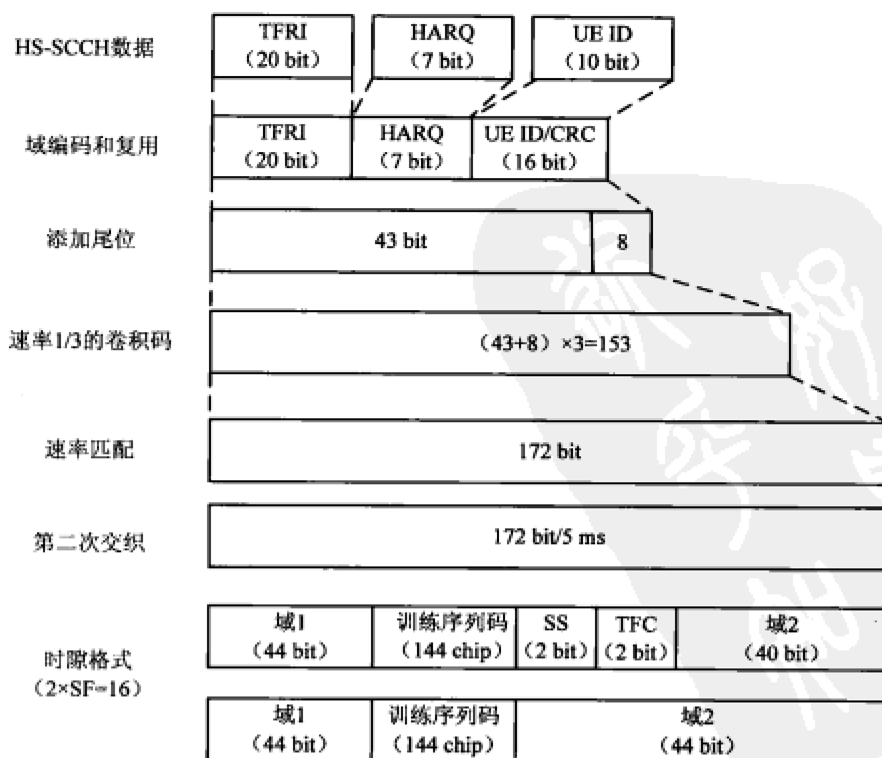


图 8-14　HS-SCCH 编码调制方案

2. HS-SCCH 功率控制

对于 TD-SCDMA，HS-SCCH 的初始传输功率由高层设置。如果 Node B 和 UE 间存在下行专用信道，初始功率为 UE 当前专用物理传输功率加上一个偏置值。在初始传输后，Node B 可以选择性地对 HS-SCCH 进行功率控制。功率控制通过 UE 在 HS-SICH 上发送 TPC 命令来调节。也有一种可能是，如果 HS-SICH 信息或者相应的下行 DPCH 的发射功率信息丢失，那么 Node B 会使用有效的附加信息进行功控。TD-SCDMA 中 HS-SCCH 上必须携带 TPC 位。UE 中 TPC 位的生成过程如下。

（1）UE 收到高层发送的 BLER 目标值，自己设置初始的 SIR 目标值。

（2）只有检测到发送给它的 HS-SCCH 信息，UE 才对 SIR 目标值进行调整。第一次传输前检测到的所有 HS-SCCH 接收错误都对 BLER 的目标值产生影响。

（3）一旦 UE 检测到第一次 HS-SCCH 传输，它就开始调整 SIR 目标值以满足目标 BLER 的要求。因为 BLER 估计的需要，所以 UE 端假设，只要是在第一次探测到 HS-SCCH 传输之后（不管是否真地探测到），HS-SCCH 信息都是为它预定的。

（4）如果在探测到第一次与自己相应的 HS-SCCH 之后的 8 个 TTI 内，UE 再没有监测到任何与自己相关的 HS-SCCH 信息，就重置目标 SIR 为初始值，并且在随后未探测到与自己相关的 HS-SCCH 信息之前，不再调整目标 SIR。在这段时期内（指的是 UE 最后一次检测到与自己相关的 HS-SCCH 信息到再次检测到与自己相关 HS-SCCH 信息之间的这段时间），HS-SCCH 传输时接收到的错误信息不应该对 UE 的目标 BLER 产生影响。

在 UE 第一次探测到 HS-SCCH 与最后一次探测之间，如果 Node B 连续使用该 UE 的 HS-SCCH，只要 Node B 遵循了从 UE 端接收到的 TPC 指令，目标 BLER 就应该能够被满足。如果不是这种情况，目标 BLER 有可能不能被满足，也应该考虑 HS-SCCH 的其他功控方法。

8.3.3 HS-SICH 信道

与 FDD 不同，TDD HS-DSCH 中不使用上行专用信道传输 ACK/NACK 信息，而是采用高速下行共享指示信道 HS-SICH，该信道负责传输必要的 HSDPA 反馈控制信息。一般来说，HS-SICH 映射到 TS1，并采用 SF=16 的扩频因子，只占用一个码道。反馈信息包括 HARQ 确认/否认应答（ACK/NACK）、下行链路的信道质量指示（CQI，Channel Quality Indicator）和 TPC 指令[8]。

（1）ACK/NAK。如果 UE 从 HS-DSCH 上接收到的传输块中没有错误，那么反馈给 Node B 一个 ACK 指令；反之，反馈给 Node B 一个 NACK。UE 可以通过 CRC 校验来检测传输块中的错误。ACK/NACK 的指令由只有一位的信息位构成（见表 8-5），建议使用下面的映射方式。

（2）信道质量指示（CQI）。为了帮助 Node B 根据当前 UE 正在经历的信道状况选择合适的调制方案及编码速率，UE 发送 CQI 给 Node B。CQI 包括推荐给 Node B 为 UE 分配资源所需要的调制方式（RMF）和推荐传输块大小（RTBS）。CQI 由 7 位组成。

表 8-5 ACK/NAK 的位映射

映射信息	位域表示
ACK	1
NACK	0

（3）TPC 指令。UE 根据接收到的 HS-SCCH 信息，设定了 2 bit 的 TPC 指令，并且由 HS-SICH 承载。初始的 SIR 值由开环算法提供。

HS-DSCH 和相关的 HS-SICH 上确认信号发送最小间隔是 8 个时隙。HS-SCCH 和 HS-SICH 间精确的定时关系由高层定义。图 8-15 给出了一个 HS-DSCH 上行控制信令定时结构的例子。

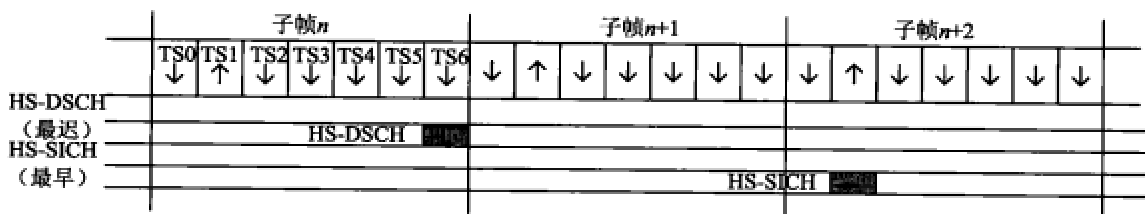


图 8-15 TD-SCDMA HS-DSCH 上行控制信令

1. HS-SICH 编码

HS-SICH 通常映射到时隙格式 5 中。HS-SICH 的 ACK/NACK 域通过重复编码共获得 36 bit。CQI 中的指示块大小的信息域占 6 bit，经（32，6）的一阶 Reed-Muller 编码得到。调制格式指示占 1 bit，经重复编码后获得 16 bit。各编码域经复用后，插入到时隙的净荷中。编码复用方案如图 8-16 所示。

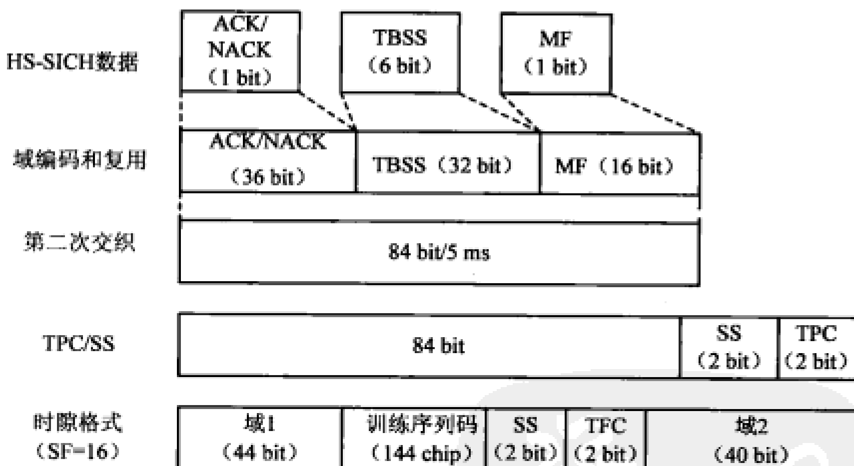


图 8-16 HS-SICH 的编码复用方案

2. HS-SICH 物理过程

- 测量反馈过程

HS-SICH 上传送的 CQI 给出了用户建议的 TFRC。该 TFRC 是 UE 根据自己的信道状况推荐给 Node B 该信道适合使用的资源，包括传输格式以及调制方案。CQI 的发送采用映射表的方式，UE 与 Node B 采用相同的映射表。CQI 的定义是一个包含 32 个值的表格，每个值都由 N 个参数定义，这些参数从下面的参数中选取：传输块大小，编码速率，HS-PDSCH 码字数，调制方式，功率偏移，BLER 阈值，P_{hs} (HS-DSCH 码信道和 CPICH 的默认功率偏移)。CQI 的报告过程如下。

（1）UE 通过接收 HS-SCCH 上的信息，得知下一次 HS-DSCH 传输时分配了哪些资源。

（2）UE 读到 HS-DSCH 传输后，进行质量测量，用以得出 TFRC 建议。

（3）基于已获得的质量信息，UE 选择合适的传输块集大小和调制格式，在使在现有资源情况下，既能得到最大的吞吐量，又能满足 BLER 阈值的要求。

（4）UE 在下一个有效的 HS-SICH 传输中将最新得到的调制格式和传输块集大小发送给 Node B。

（5）Node B 能够根据自己的判断来决定使用哪种 TFRC 建议。如果 Node B 在下一个 HS-DSCH 传输中要分配给 UE 的资源发生了改变，那么它必须为新的资源分配重新制定 TFRC 建议。

- HS-SICH 的功率控制

HS-SICH 发射功率根据下面的过程设置。如果 HS-SICH 发射 NACK 信号，UE 就在 HS-SICH 的发射功率上加上一个偏置，该功率偏置由上层设置。HS-SCCH 中必须包含控制 HS-SICH 的 TPC 命令。UE 根据 HS-SCCH 上的 TPC 命令调整 HS-SICH 的发射功率，功控步长由高层设置。但是，对于首次检测到 HS-SCCH 信道或者在长时间没有检测到 HS-SCCH 信道后的第一次 HS-SICH 传输，UE 都将使用开环功率控制来设置 HS-SICH 的发射功率。在这种情况下，根据下面的公式计算 HS-SICH 的发射功率 $P_{\text{HS-SICH}}$：

$$P_{\text{HS-SICH}} = L_{\text{P-CCPCH}} + PRX_{\text{HS-SICH,des}} \tag{8-1}$$

其中 $L_{\text{P-CCPCH}}$ 是到 Node B 的路径损耗（基于 P-CCPCH 的接收功率水平），$PRX_{\text{HS-SICH,des}}$ 是当 HS-SICH 发送 ACK 命令时需要的接收功率大小，该值由高层设置。

- 建立和保持 HS-SICH 的同步

HS-SICH 的初始定时由相关的上行 DPCH 得到。然后，UE 根据 HS-SCCH 传输的 SS 命令调整 HS-SICH 的同步，步长由高层告知 UE。如果有一个或者几个子帧内没有 HS-SCCH 发送，那么 UE 收不到 SS 命令，UE 将根据相关的下行 DPCH 上的 SS 命令调整，直到收到另一个 HS-SCCH 传输。

8.3.4 三个物理信道的相互配合

HSDPA 的三个物理信道都是为传输 HS-DSCH 信道服务的，正如前面所述，HS-PDSCH 是数据的物理承载信道，HS-SCCH 是下行信令控制物理信道，HS-SICH 是上行反馈控制物理信道。三者的配合关系如图 8-17 所示。

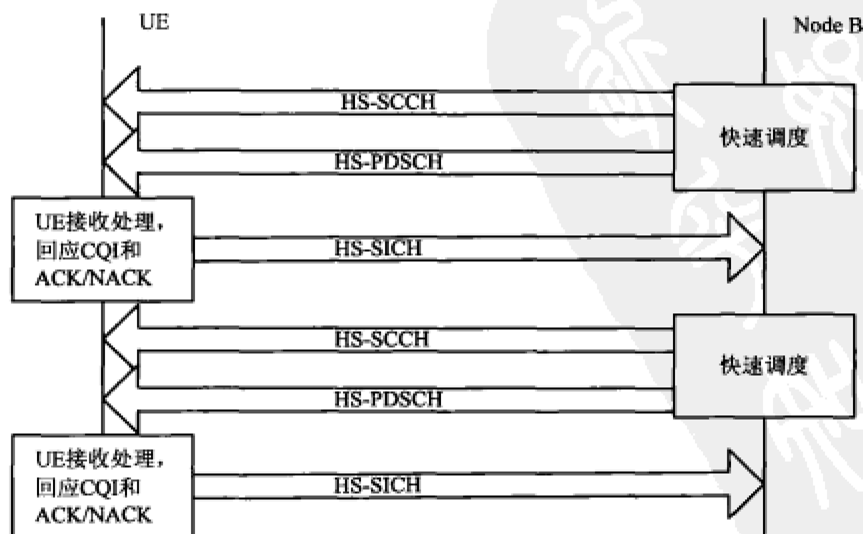


图 8-17 基站和终端之间的快速调度

支持 HS-DSCH 的下行信令都由 HS-SCCH 传输。对于 HS-DSCH 模型，通过接收 HS-SCCH 的控制信令消息，UE 可以知道何时接收 HS-DSCH。在一个 UE 上最多可以使用一组 4 个 HS-SCCH 控制，UE 要连续监控所有这些 HS-SCCH。在任何一个指定的 TTI，被 UE 检测的 4 个 HS-SCCH 中只有 1 个会承载该 UE 的控制消息。如果一个 UE 监测到一个特定的 HS-SCCH 有传输给它的控制消息，它会在下一个 TTI 中接收该 HS-SCCH 的控制信息（下个 TTI 中只监测该 HS-SCCH）。

HS-SCCH 和 HS-SICH 之间的关系是预定义的，而且在 HS-SCCH 中不会受信令控制而做动态改变。信道的时间同步方面，TD-SCDMA 中对于同一个用户的 HS-SCCH 与 HS-DSCH 之间至少相隔 2 个时隙。也就是说，用户探测到跟自己有关的 HS-SCCH 之后，间隔 2 个时隙之后才开始接收 HS-DSCH 的数据。功控方面则是采用链路自适应算法取代功率控制。

8.4　TD-SCDMA HSDPA MAC 层技术

R4 中协议层的基本功能对 HSDPA 来说都是有效的。无线协议接口的分层结构如图 8-18 所示，它分为物理层（L1）、数据链路层（L2-MAC/RLC/PDCP/BMC）、网络层（L3-RRC/MM/CM）。

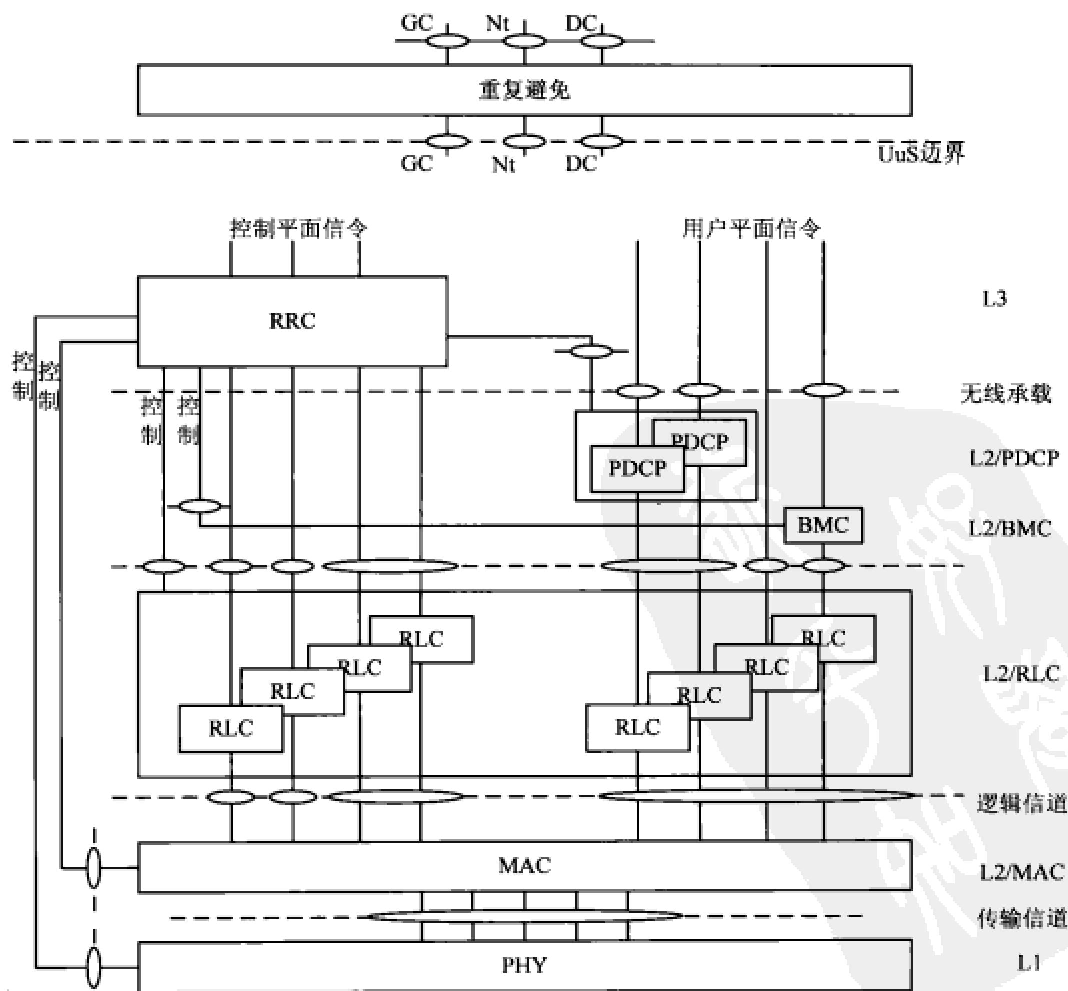


图 8-18　R4 无线接口协议架构

物理层通过业务接入节点（SAP）与数据链路层的 MAC 子层和网络层的 RRC 子层连接，物理层提供不同的传输信道到 MAC 层，MAC 层通过不同的逻辑信道向高层提供服务。协议架构分为用户面和控制面，RRC 层属于控制面，用于处理所有与信道配置、移动性管理相关的信令。该层对终端用户来说是不可见的。传输信道特性由无线接口上的传输信道物理特性描述，逻辑信道特性由传输消息的不同类型描述，物理信道特性由时隙、码字确定。L3 和 RLC 都可分为控制面和用户面，而 PDCP 和 BMC 仅在用户面。L3 中的 RRC 子层处于接入层，而其余的子层如移动管理（MM）、接入管理（CM）处于非接入层，所以无线接口 L3 仅限于 RAN 部分的 RRC 子层。

为了适应引入的 HS-DSCH 信道，HSDPA 引入了一个新的协议实体——MAC-hs，如图 8-19 所示。

与此同时，用户面的协议构架也需要做相应调整，如图 8-20 所示，图中给出了 HSDPA 中增加的部分和它们在网元中的位置。RNC 中保留了 MAC-d，但是仅保留了传输信道的转换功能，其他功能如调度和优先级处理都转移到了 MAC 的上层，也就是说，RLC 层基本没有变化。

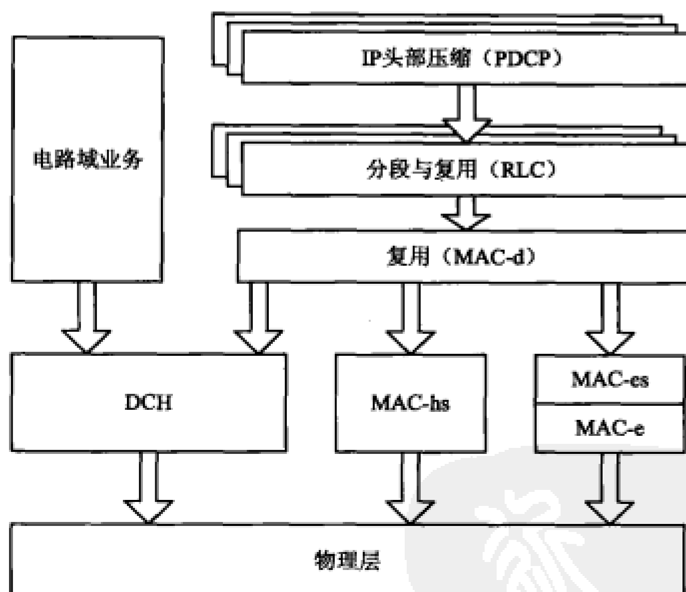


图 8-19 HSDPA 和 HSUPA 用户数据在无线接口中的架构

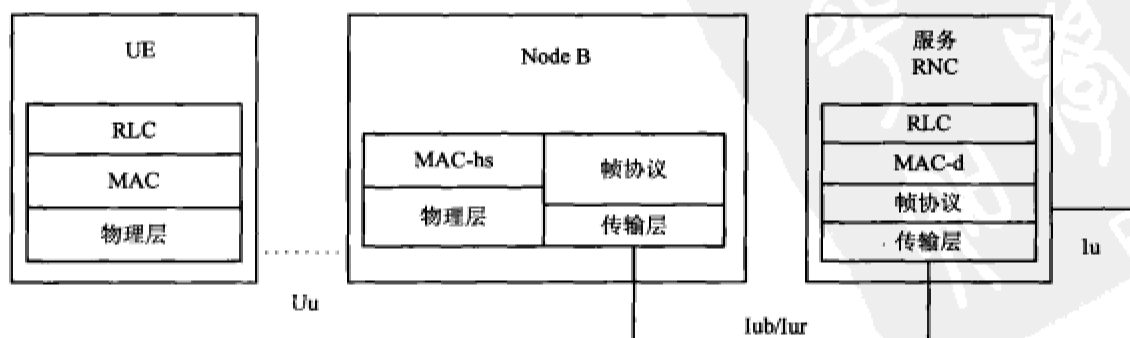


图 8-20 HSDPA 用户面协议架构

8.4.1 HS-DSCH MAC 层结构——UE 侧

图 8-21 表示 UE 侧支持 HS-DSCH 的 MAC 层整体结构[9]。HS-DSCH 接收到的数据映射到 MAC-hs 中。RRC 通过 MAC 控制 SAP 设置 MAC-hs，类似于对 MAC-c/sh 和 MAC-d 的设置，设置像传输格式组合这样的参数。MAC-d 实体控制专用信道的接入，MAC-c/sh 实体控制公共传输信道和共享信道的接入，而 MAC-hs 实体控制 HSDPA 的高速信道的接入。

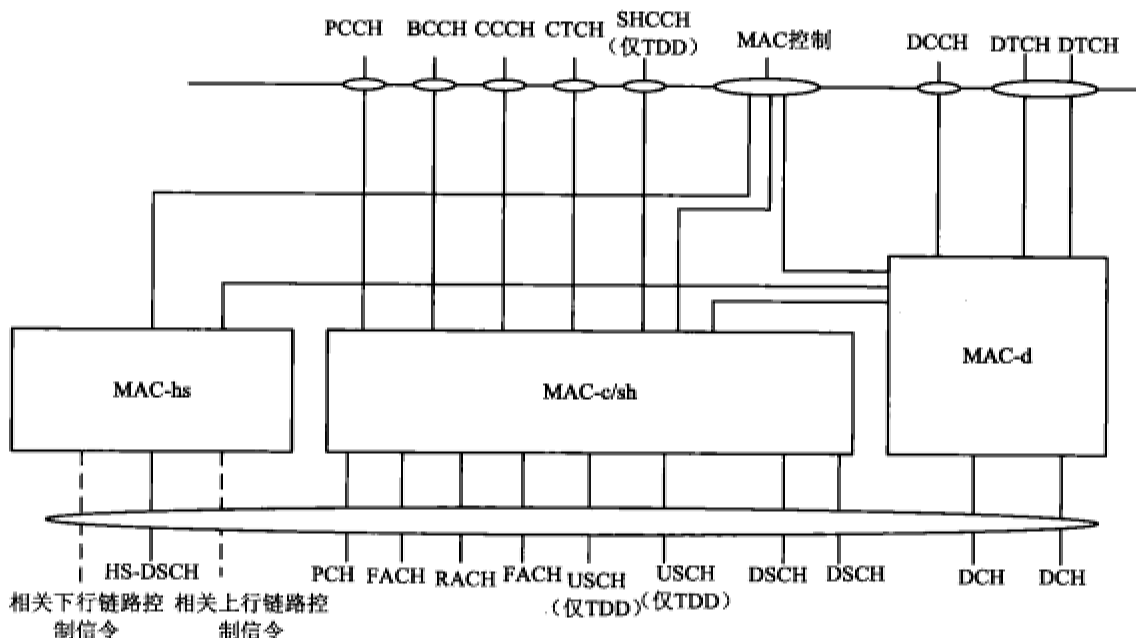


图 8-21 UE 侧 HS-DSCH MAC 结构（MAC-hs）

相关的下行信令携带用于支持 HS-DSCH 的信息，上行信令则携带反馈信息。

1. MAC-d 实体

MAC-d 实体在原有的功能上增加了与 MAC-hs 的连接。一个 UE 中不能同时存在到 MAC-hs、MAC-c/sh 的连接。MAC-d 的 C/T 复用实体到 MAC-hs 重排序缓存的映射由高层设置。C/T 复用实体负责多个逻辑信道映射到一个传输信道时的数据复用。对应 MAC-hs 的 MAC-d 结构如图 8-22 所示。

2. MAC-c/sh 实体

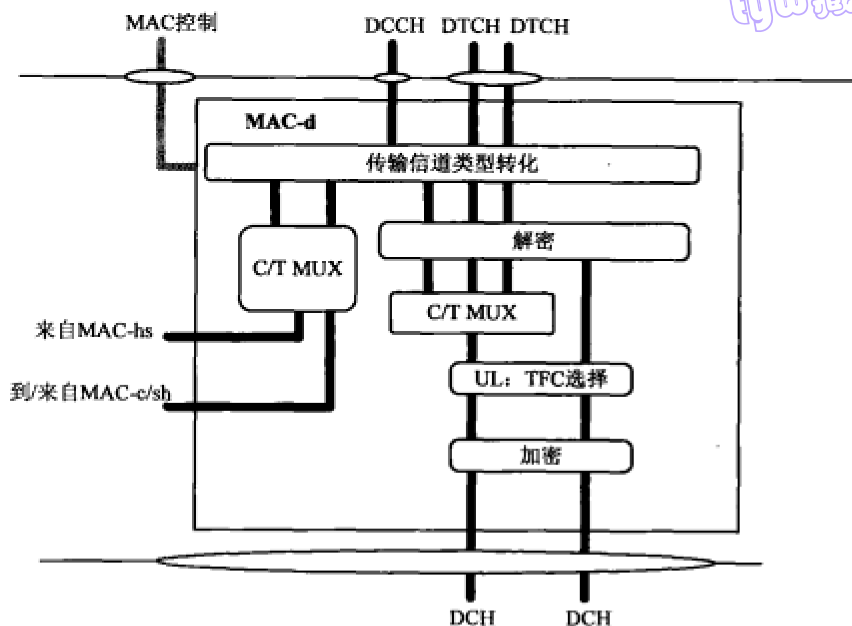
HS-DSCH 的引入并没有使 UE 侧 MAC-c/sh 实体结构改变，与 R4 版本的 MAC-c/sh 一致。MAC-c/sh 实体的结构可以参考图 8-23。

MAC-c/sh 主要包含 TCTF MUX 功能、添加或读取 UE ID 功能、上行的 TF 选择功能、ASC 选择功能、调度与优先级处理和 TFC 选择功能。

RLC 将 RLC PDU 发送给 MAC 层，MAC 层将数据打包成传输块并发送。传输信道的每个 UE 中都有一个 MAC-c/sh 实体。

3. MAC-hs 实体

MAC-hs 实体专门用来处理 HS-DSCH 信道上的传输信息，MAC-hs 包含 HARQ 实体、重排序实体和拆分实体。



注意： 1. 对于DCH、DSCH和HS-DSCH使用不同的调度方案
2. MAC-d只在RLC模式下加密

图 8-22 对应 MAC-hs 的 MAC-d 结构

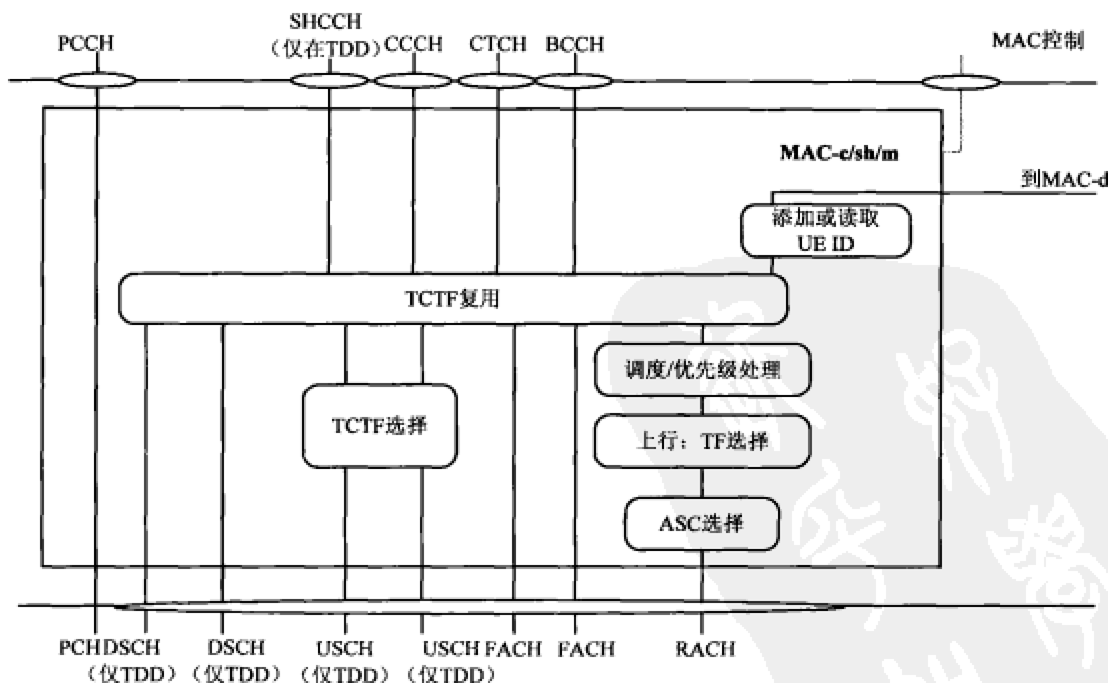


图 8-23 UE 侧 MAC 结构中 MAC-c/sh 的详细结构

HARQ 实体负责处理 HARQ 协议。TD-SCDMA 中每个子载波上的 HS-DSCH 都有一个 HARQ 进程。HARQ 功能实体处理所有混合 ARQ 请求的任务，如生成 ACK 或者 NACK 信号。混合 ARQ 协议由 RRC 通过 MAC 控制 SAP 进行详细设置。

重排序实体根据接收的发送序列号 TSN 对收到的数据块重新排序。具有连续 TSN 的数据

块将被送到高层。对于非连续数据块，重排序实体启用计时器来等待，如果计时器超时，启动 HARQ 来重传处理。在 UE 侧，MAC-hs 为每一个优先级队列都配置一个重排序实体。

一个MAC-hs PDU只包含相同优先级的MAC-d PDU，并且这些PDU必须来自同一个MAC-d流。MAC-hs PDU可以支持不同的MAC-d PDU大小。

拆分实体负责拆分 MAC-hs 的 PDU，即去除 MAC-hs PDU 的头和填充位，将 MAC-d PDU 提取出来并送往高层。

UE 侧 MAC 结构和 MAC-hs 详细结构如图 8-24 所示。

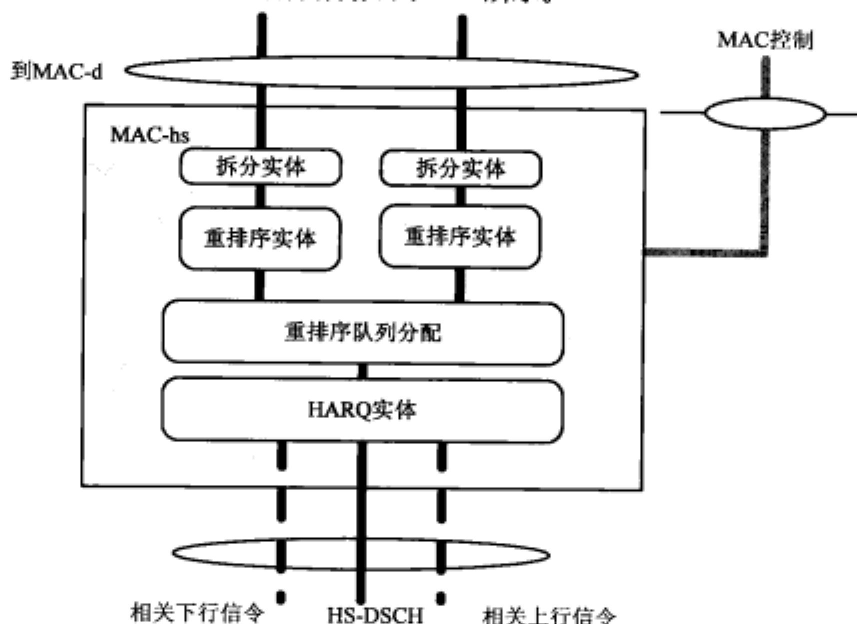


图 8-24 UE 侧 MAC 结构和 MAC-hs 详细结构

图 8-25 表示 MAC-hs 交互工作的简化结构，与图 8-24 进行参照。这里一个重排序缓存可以映射到一个 C/T 复用实体上，也可以多个重排缓存映射到同一个 C/T 复用实体。

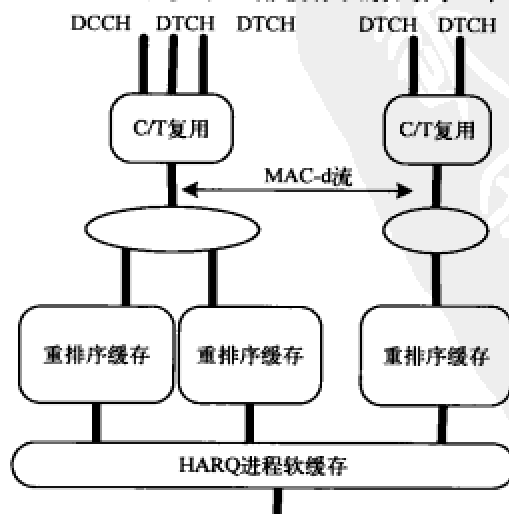


图 8-25 UE 中 MAC-hs 交互工作的简化结构

8.4.2 HS-DSCH MAC 层结构——UTRAN 侧

同样，在 UTRAN 侧的 HSDPA MAC 层也在 R4 版本 MAC 结构中添加了 MAC-hs 功能实体，该实体位于 Node B 中。MAC-hs 负责处理 HS-DSCH 上的数据传输，还管理 HS-DSCH 的物理资源。如果 HS-DSCH 被分配给一个 UE，在带 MAC-c/sh 的设置中，MAC-d PDU 将从 MAC-c/sh 通过 Iub 接口发送到 MAC-hs 中。而在没有 MAC-c/sh 的设置中，则从 MAC-d 通过 Iur/Iub 传输。图 8-26 表示包含 MAC-hs 实体的 UTRAN 侧 MAC 层整体结构。

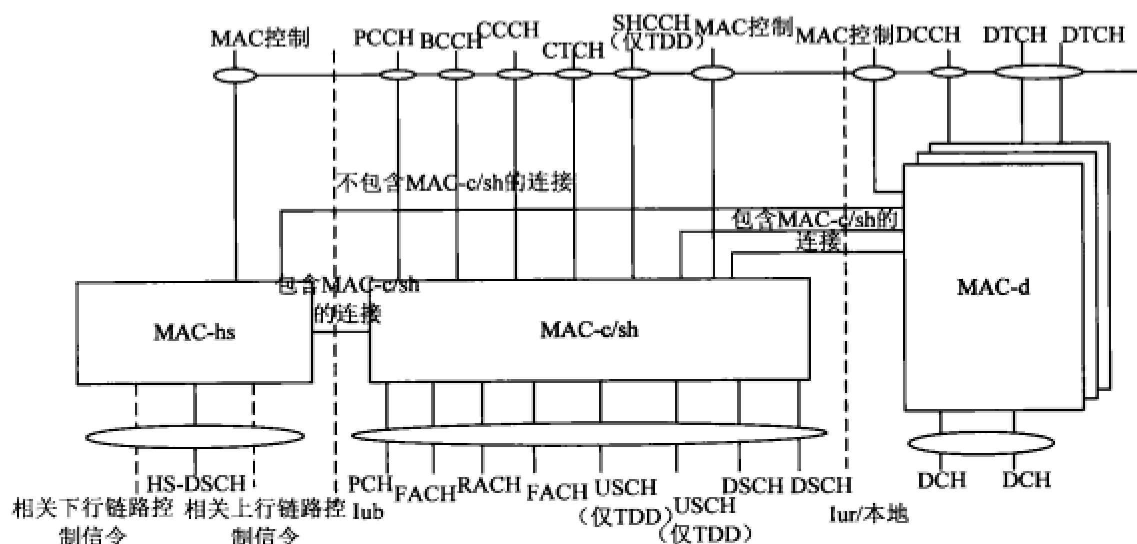


图 8-26 UTRAN 侧 MAC 的整体结构

图 8-27 表示的是 UTRAN 侧的 HS-DSCH 复用链。逻辑信道经过 MAC-d 复用后，经过 MAC-c/sh 实体后发送到 MAC-hs 实体中，经过 MAC-hs 实体的复用后映射到 HS-DSCH 上。而因

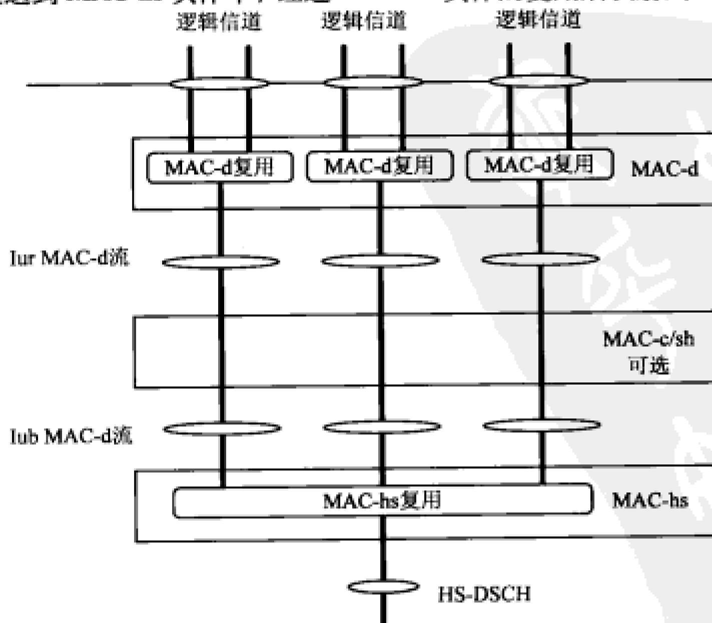


图 8-27 UTRAN 侧 MAC-hs 的复用

为 MAC-d、MAC-c/sh、MAC-hs 分别位于不同的实体中，所以需要经过 Iub 和 Iur 接口。而 MAC-c/sh 在不同的设置情况下可能包含在整个复用过程中，也可能不包含在这个过程中，是个可选项。

1. MAC-c/sh 实体

HS-DSCH 上的数据需要经过服务 RNC 和漂移 RNC 间的流量控制的处理。新的流量控制功能用来支持 MAC-d 和 MAC-hs 间的数据传输。

MAC-c/sh 实体包含以下功能：调度优先级的处理功能，TCTF MUX 功能，UE ID MUX 功能，TFC 选择功能，解复用功能，下行码字分配功能，流量控制功能。其结构见图 8-28。

与 UE 侧 MAC-c/sh 相同，RLC 将 RLC PDU 发送给 MAC 层，MAC 层将数据打包成传输块，并发送到传输信道中，每个 UE 中都有一个 MAC-c/sh 实体。

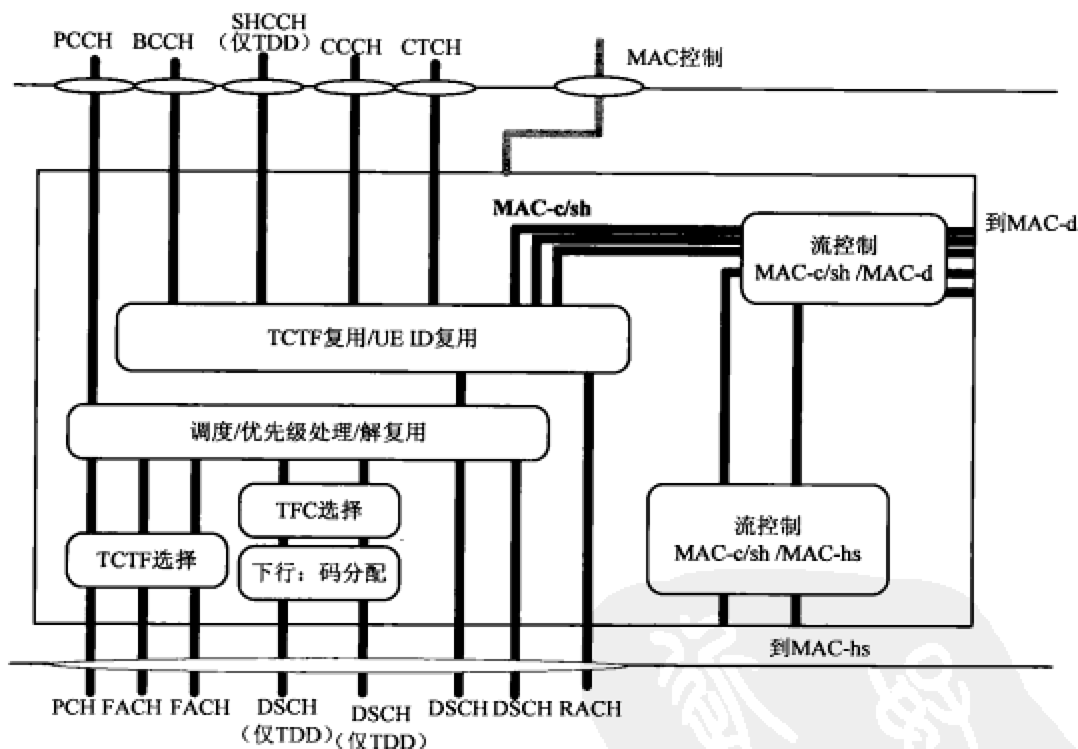


图 8-28 UTRAN 侧 MAC-c/sh 结构

2. MAC-d 实体

MAC-d 实体主要包含传输信道交换、C/T MUX 功能、优先级设置、加密、解密、下行调度、优先级的处理和流控制等功能。

在 UTRAN 中，每个 UE 都对应一个 MAC-d，每个 MAC-d 又通过一条或多条专用逻辑信道连接到 UTRAN。MAC-d 实体主要负责将专用的逻辑信道映射到可用的专用传输信道，或者将 DCCH 或者 DTCH 的数据路由到 MAC-c/sh 或者 MAC-hs 中。在 TD-SCDMA 中，一个专用的逻辑信道可以同时映射到 DCH 和 DSCH，但是两个信道使用的是不同的调度方案。使用公共信道而不是高速下行共享信道（HS-DSCH）的 MAC-d 实体与 MAC-c/sh 实体连接时，MAC-c/sh 实体处理公共信道的调度并分配下行优先级。使用下行共享信道的 MAC-d 与 MAC-c/sh 实体连接时，MAC-c/sh 负责分配哪个 UE 使用共享信道，同时还指示每个 PDU 的优先级。在有

MAC-c/sh 的情况下，使用下行共享信道的 MAC-d 可以连接 MAC-c/sh 实体，从而连接到 Node B 中的 MAC-hs 实体；或者在没有 MAC-c/sh 的情况下，使用 HS-DSCH 的 MAC-d 直接连接到 Node B 中的 MAC-hs 实体。图 8-29 表示 UTRAN 侧的 MAC-d 的详细结构。

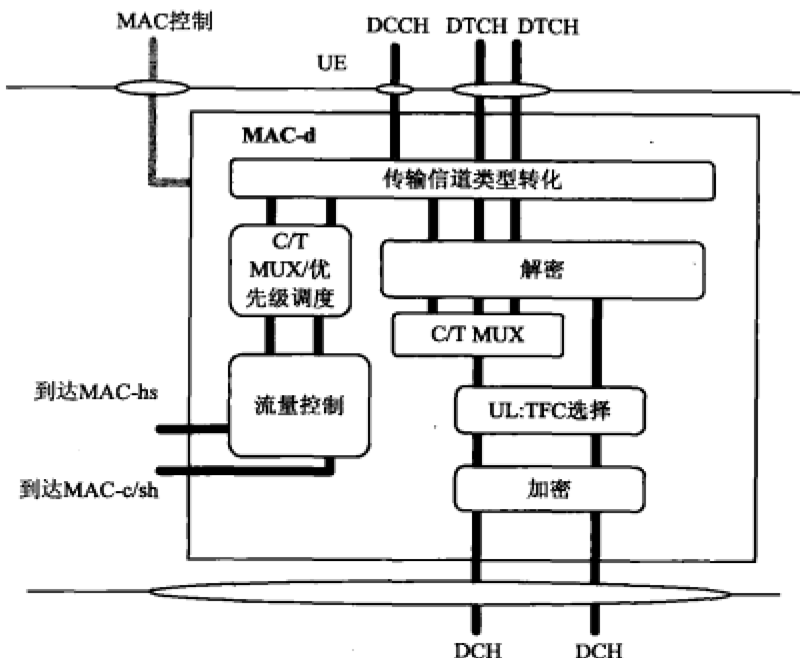


图 8-29 UTRAN 侧的 MAC-d 结构

3. MAC-hs 实体

UTRAN 中的 MAC-hs 实体用于支持 HS-DSCH 传输。MAC-hs 主要负责 HSDPA 的物理资源管理，并处理 HS-DSCH 上的数据传输。MAC-hs 通过 MAC 控制 SAP 接收来自 RRC 层的设置。MAC-hs 中还包含对 MAC-d PDU 的优先级处理。MAC-hs 包含以下 4 个功能实体。

（1）流控制实体。该实体主要协同 MAC-c/sh 上的流控制（有 MAC-c/sh 设置）工作，或者协同 MAC-d 中的流控制（没有 MAC-c/sh 设置）进行流控。两个实体联合控制 MAC-c/sh 和 MAC-hs 或者 MAC-d 和 MAC-hs 间的数据流，考虑空中接口的能力时提供一种动态的控制。该实体在 HS-DSCH 信道拥塞时限制数据链路层的信令延迟，减少丢包与数据重传。MAC-d 流的流控制在各优先级类中是独立的。

（2）调度和优先级处理实体。该功能根据数据的优先级类，管理 HARQ 和数据流间的 HS-DSCH 资源。在 CELL_DCH 状态下，基于上行信令传来的状态报告，决定建立新的传输还是重传。该实体为每个新的数据块设定优先级类和 TSN 号。为维持合适的传输优先级，新的传输可以在 HARQ 进程的任何时候发起。在 HS-DSCH 中，每个优先级类内的 TSN 号都是唯一的，而且随着新的数据块传输而增加。由 HARQ 层发起重传时，同一个 TTI 中不能调度新的传输或者 RLC 层的重传。

（3）HARQ 实体。一个 HARQ 实体处理一个用户的 HARQ 功能。一个 HARQ 实体可以处理多个同等 HARQ 的事件（HARQ 进程）。TD-SCDMA 中每个载波对应一个 HARQ 的进程。TD-SCDMA 多载波 HS-DSCH 小区中可为 UE 的每个载波上的 HS-DSCH 操作分配多个进程，

即多个 HARQ 子体。每个 HARQ 子体只允许一个 HARQ 进程。由上层信令选择 6 bit 或者 9 bit TSN。

(4) TFRI 选择实体。为 HS-DSCH 传输选择合适的传输格式和资源组合。

MAC-hs 结构见图 8-30。

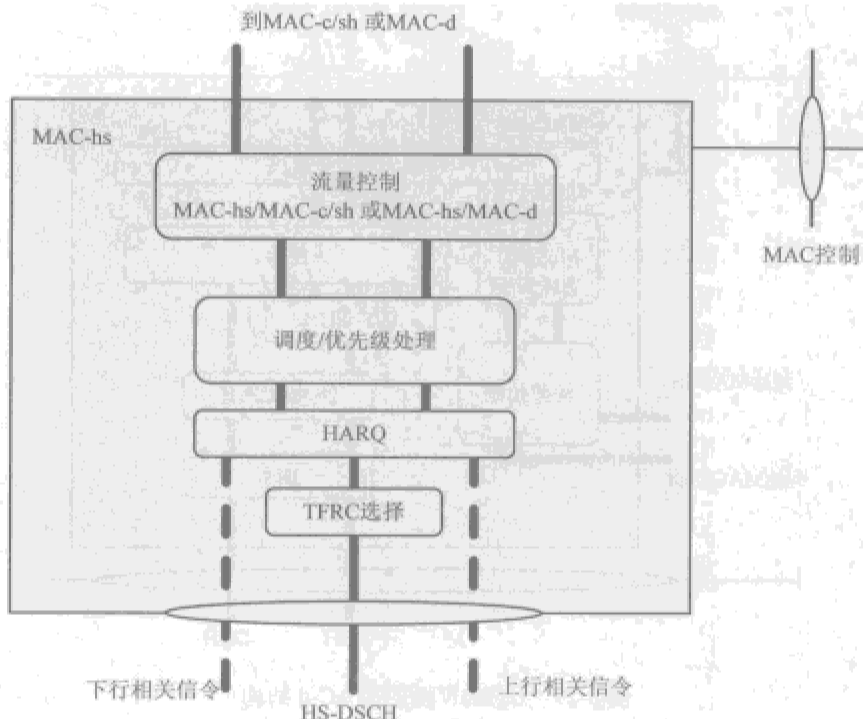


图 8-30 UTRAN 侧 MAC-hs 结构

8.4.3 协议数据单元

MAC 协议数据单元（PDU）是一个位串，长度不一定是 8 bit 的倍数。根据所提供的服务，MAC SDU 可以是一个非空的位序列，位长度可以是 8 bit 的整数倍。MAC SDU 包含在 MAC PDU 当中。

在上行的 UE 中，一个 TTI 内传输到物理层的 MAC PDU 定义为传输块集（TBS）。传输块集中包含一个或者多个传输块 TB，每个传输块 TB 包含一个 MAC PDU。传输块应该以 RLC 传出的顺序进行传送。在 MAC 层中对来自不同逻辑信道的 RLC PDU 进行复用时，来自相同逻辑信道的传输块的顺序应与从 RLC 中传出的顺序相同。传输块集中来自不同逻辑信道的数据块顺序由 MAC 协议设定。

在 HSDPA 的 MAC PDU 里增添了对 HS-DSCH 信道的特别处理，采用一种相对特殊的 PDU 格式。HS-DSCH 的 MAC-d PDU 格式与非 HS-DSCH 情况下相同。

在 HS-DSCH 中，MAC PDU 包含一个 MAC-hs 头和一个或者多个 MAC-hs SDU，而每个 MAC-hs SDU 相当于一个 MAC-d PDU。每个 UE 在一个传输间隔中至多只能发送一个 MAC-hs PDU。MAC-hs 的包头可以有不同的大小。一个传送间隔内的 MAC-hs SDU 属于相同的重排序队列。

HS-DSCH 中的 MAC PDU 包头有如下参数。

（1）版本标识（VF，Version Flag）。VF 是一个 1 bit 的标识域，提供 MAC-hs PDU 的格式扩展功能。VF 域设置为 0，在该版本协议中不使用该域。

（2）队列 ID。队列 ID 域提供接收端内重排队列的标识功能，以支持重排队列在各自的缓存中进行独立处理。队列 ID 域占用 3 bit。

（3）传输序列号（TSN）。TSN 域提供 HS-DSCH 上传输序列号的指示。TSN 域用于重排，保证数据顺序传送到高层。TSN 域占用 6 bit。

（4）大小指示标识符（SID，Size Index Identifier）。SID 域用于指示连续的 MAC-d PDU 集合的大小。给定 SID 的 MAC-d PDU 大小由高层设置，而且不同队列间的 SID 是独立的。SID 域的长度为 3 bit。

（5）MAC-d PDU 数目（N）。N 域表示大小相同的连续 MAC-d PDU 数目。N 域占用 7 bit。TD-SCDMA 模式下，一个传输间隔内传输的最大 PDU 数目为 45。协议不规定接收 PDU 数目超过最大值时 UE 的操作。

（6）标志位（F）。F 域表示 MAC-hs 头中是否包含更多域。F 设置为 0 表示该 F 域后面还有一组 SID、N 域以及 F 域。F 域为表示后面跟随的是 MAC-d PDU。MAC-hs 包头扩展的最大数目（即一个 TTI 内 F 域设置为 0 的数目）最多为 7。协议不规定扩展数目更多时 UE 的操作。

对于映射到 HS-DSCH 上的 DTCH 或者 DCCH，MAC-hs 头中总是包含队列 ID 和 TSN。对应每个 MAC-d PDU 都有一套 SID 域，N 域和 F 域包含在 MAC-hs PDU 中。填充不是必需的，但是如果 MAC-hs 净荷和 MAC-hs 头的总大小小于传输块集的大小，就在 MAC-hs PDU 的尾部进行填充。而 HS-DSCH 传输块大小由 HS-SCCH 中传送的 TFRI 决定。MAC-hs PDU 结构图见图 8-31。

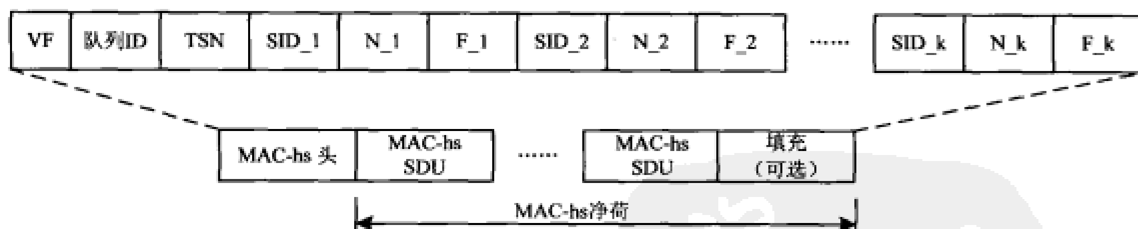


图 8-31 MAC-hs PDU 结构图

图 8-32 显示的是映射到 HS-DSCH 上的 DTCH 和 DCCH 的 MAC-d PDU 包头结构。如果在 MAC 中使用复用，那么在 MAC-d PDU 头中包含 C/T 域。

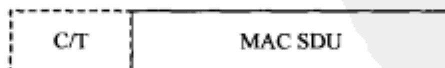


图 8-32 映射到 HS-DSCH 上的 DTCH 和 DCCH 的 MAC-d PDU 结构

8.4.4 HS-DSCH 发送与接收的 MAC 控制

HS-DSCH 的发射与接收主要由网络端和用户端两侧的 MAC 功能实体来完成。为了保证正确的数据接收与发送，HS-DSCH 的发送与接收 MAC 实体很大一部分是与 HARQ 功能相关的。

首先介绍 HS-DSCH 在网络端的操作。HS-DSCH 在网络端与 HARQ 协议相关的实体主要包括调度器、HARQ 实体以及 HARQ 进程单元。调度器包括以下功能。

（1）调度小区内的全部 UE。

（2）服务优先队列。调度器基于上层信息调度 MAC-hs SDU。用户可以使用一个或者多个 MAC-d 流。每个 MAC-d 流又可能包含一个或者多个优先队列的 MAC-d PDU。

（3）决定服务的 HARQ 实体以及服务队列。

（4）为队列中的新数据块设置 TSN 号，HS-DSCH 中每个队列的第一个 MAC-hs PDU 的 TSN 号设置成 0。每发送一个 MAC-hs PDU，TSN 加一。

（5）向 HARQ 实体指示每个 MAC-hs PDU 的队列 ID 和 TSN。

（6）调度新的传输或者重传。基于 HARQ 进程的状态报告，调度器决定重传还是发起新的传输。HARQ 进程可以在任何时间发起新的传输。根据上层的延时规定，调度器可以放弃任何“超时”的 MAC-hs SDU。

（7）决定冗余版本。调度器为新传输或者重传的 MAC-hs PDU 决定合适的冗余版本，并通知低层。

（8）决定 HCSN（HS-SCCH 循环序列号）。每次 HS-SCCH 传输时增加 UE 的 HCSN，这是 TDD 系统中特有的参量。

在 UTRAN 端，为每个 UE 配置一个 HARQ 实体。HARQ 实体设置 MAC-hs PDU 的队列 ID 和传输序列号（TSN），这两个值均由 UTRAN 调度器确定。HARQ 实体设置 MAC-hs PDU 的 HARQ 进程指示。UTRAN 为 MAC-hs PDU 选择合适的 HARQ 进程，并设置进程标识。

HARQ 进程单元为每个 MAC-hs PDU 设置新数据指示。HARQ 进程单元在第一次发送 MAC-hs PDU 时，UTRAN 将新数据指示值设置为 0，进行重传时不增加新数据指示的数值。每次发送包含新数据的 MAC-hs PDU 时，新数据指示增加 1。HARQ 进程单元的另一项功能就是，如果收到状态信息，就将该信息传递给调度器。

在用户端，HS-DSCH HARQ 协议的功能被分为 4 个功能单元：HARQ 实体、HARQ 进程单元、重排序实体和拆分实体。

每个 UE 中都包含一个 HARQ 实体，该实体主要处理 HS-SCCH 上发送的 HARQ 进程指示。HARQ 实体可支持多个 HARQ 进程，进程数目由上层确定。在接收 MAC-hs PDU 后，就根据其携带的进程标识将其分配到相应的 HARQ 进程中。

HARQ 进程单元主要处理由低层传来的 MAC-hs PDU 的新数据指示。如果在接收到 MAC-hs PDU 的时候，之前相同进程的 PDU 的反馈结果还没有生成，那么放弃本次收到的 PDU。如果新数据指示较之前的有所增加，或者这是 HARQ 进程单元的第一次接收传输，那么 HARQ 进程单元将用新数据替换当前软缓存中的数据。如果新数据指示与之前 HARQ 进程单元中处理的数据相同，就表明是重传的数据。如果重传数据不能被解码，将其与当前软缓存中的数据合并。如果传输块的大小与之前正确的传输块的大小不同，替换软缓存中相同进程下的数据。如果软缓存中的数据能被正确解码，就传递 MAC-hs PDU 到重排序实体，为本次 HARQ 进程生成 ACK 信息，否则生成 NACK。成功解码后，HARQ 进程单元将根据队列 ID 将 PDU 存放在不同的队列中。

重排序实体中包含一些新的定义，如发射/接收窗的大小、重排序计时器 T1、下一个 PDU 的 TSN（Next Expected TSN）、接收窗上限和 T1_TSN 等。其中比较重要的有以下几个。

（1）下一个 PDU 的 TSN。该参数表示当前接收的 MAC-hs PDU 序列中最后那个 PDU 的序列号加 1，也即还没有收到的 MAC-hs PDU 序列的第一个 PDU 的序列号。

（2）接收窗上限。该参数表示接收窗上界的 PDU 的 TSN。在开始接收数据后，这个上界也相当于全部接收的 MAC-hs PDU 的 TSN 的最大值。初始的上界为 63。上界会随着接收数据

的过程而不断更新。

(3) 重排序释放计时器（T1）。T1 的主要功能是防止 UE 重排序缓存引起较大的延时。

(4) T1_TSN。在 T1 计时器开启时不能传到拆分实体的那个最新的 MAC-hs PDU 的传输序列号。

如果新接收到的 MAC-hs PDU 的 TSN 大于下一个 PDU 的 TSN，就启动 T1，T1_TSN 等于这个 PDU 的传输序列号。在同一时间内只会有一个 T1 计时器被激活。如果序列号等于 T1_TSN 的 PDU 能够传输给拆分实体而且 T1 还没有超时，T1 将被停止。如果 T1 超时，且 T1_TSN 大于下一个 PDU 的 TSN，全部正确接收的 TSN 将大于下一个 PDU 的。TSN 小于 T1_TSN 的 MAC-hs PDU 将被传递到拆分实体，或者全部正确接收的 MAC-hs PDU 将被发送给拆分实体。同时将下一个 PDU 的 TSN 设置为下一个没有被接收的 PDU 的 TSN。如果 T1 停止或者超时，但仍有 MAC-hs PDU 没有被发送到高层，那么 T1 重启，并设置 T1_TSN 为这些未传递 PDU 的 TSN 的最大值。

拆分实体的主要功能是，对于传递到拆分实体的全部 MAC-hs PDU，去掉所有的填充位，去除 MAC-hs 头，并将 MAC-hs PDU 中的 MAC-d PDU 传递给 MAC-d。

如果 MAC-hs 实体被要求重启，那么全部 HARQ 进程的软缓存将被刷新，全部 T1 计时器停止并回到初始值，HARQ 进程中下一个传输的 TSN 全部为 0，接收窗上限和下一个 PDU 的 TSN 设置为初始值，重排序缓存中的 MAC-hs PDU 全部被拆分，同时传递全部的 MAC-d PDU 到 MAC-d 实体，刷新重排序缓存。

8.5 TD-SCDMA HSDPA UE

8.5.1 UE 能力

在建立无线通信时， UTRAN 必须获知 UE 的能力。而 UE 的能力主要取决于在对不同的 UE 进行设置时需要改变的那些参数，涉及用户终端及协议的诸多方面，如 PDCP 参数、RLC 和 MAC-HS 参数以及物理层参数等。不同的参数又细分了多个方面，如物理层参数又涉及上下行的传输信道参数和物理信道参数。在此仅就 HS-DSCH 相关的参数给出能力范围以及分类信息。

这里仅列举下行物理信道相关的 UE 能力参数[10]：每个子帧的最大时隙数，每个子帧的最大物理信道数目，UE 支持的最小 SF，是否支持 PDSCH，是否支持 HS-PDSCH，是否支持 8PSK，每个时隙支持的 HS-DSCH 的最大码字数，每个 TTI 支持的 HS-DSCH 传输的最大数目，每个 TTI 内支持的最大 HS-DSCH 传输时隙数目，每个 HS-DSCH TTI 内接收的 HS-DSCH 传输块的位数，软信道的总位数。

HS-DSCH UE 能力参数的范围[11]如表 8-6 所示。

表 8-6 UE 无线接入能力参数的范围

	无线接入能力范围	取值范围
RLC 和 MAC-HS 参数	缓存的总大小（KB）	50，100
	AM RLC 实体的最大数目	6
物理层参数	HS-DSCH 分类	Category 1，Category 2，Category 3，Category 4，Category 5，Category 6，Category 7，Category 8，Category 9，Category 10，Category 11，Category 12，Category 13

各 HS-DSCH 分类值定义如表 8-7 所示。

表 8-7 HS-DSCH 分类值定义

分类	每个时隙最大的HS-DSCH 码数	每个 TTI 最大HS-DSCH 时隙数	一个 HS-DSCH TTI 内可以接收到的最大 HS-DSCH 传输信道位数	软信道位数	HS-PDSCH 是否提供 SF=1 的扩频方式
Category 1	8	5	7040	28160	否
Category 2	8	5	7040	56320	否
Category 3	8	5	7040	84480	否
Category 4	8	5	14080	56320	是
Category 5	8	5	14080	112640	是
Category 6	12	5	10228	40912	否
Category 7	12	5	10228	81824	否
Category 8	12	5	10228	122736	否
Category 9	12	5	14080	56320	是
Category 10	12	5	14080	112640	是
Category 11	16	5	14080	56320	是
Category 12	16	5	14080	112640	是
Category 13	16	5	14080	168960	是

8.5.2 无线接入能力组合

HS-DSCH 能力的参数组合[11]如表 8-8 所示。

表 8-8 无线接入能力参数组合，DL HS-DSCH 参数

参数组合	1.4 Mbit/s 能力	2.0 Mbit/s 能力	2.8 Mbit/s 能力
RLC 和 MAC-HS 参数			
缓存的总大小（KB）	50	50	100
最大 AM RLC 实体数目	6	6	6
物理层参数			
HS-DSCH 分类	类 1	类 6	类 11

8.6 TD-SCDMA HSDPA 的移动性管理

HSDPA 的移动过程和软切换不同，这里 UE 只与一个小区保持 HS-DSCH 连接。在 CELL_DCH 状态下，UE 从源小区到目标小区的移动可根据 UE 的测量报告和网络侧的其他信息来做出决定。移动过程主要受服务 HS-DSCH 无线链路的影响，分配给用户的 HS-PDSCH 是只属于该用户的无线链路。与服务 HS-DSCH 无线链路相关的小区被称作 HS-DSCH 服务小区。HS-DSCH 服务小区的改变是说 HS-DSCH 将无线链路从一个小区（源小区）切换到另一个 HS-DSCH 服务小区（目标小区），如图 8-33 所示。

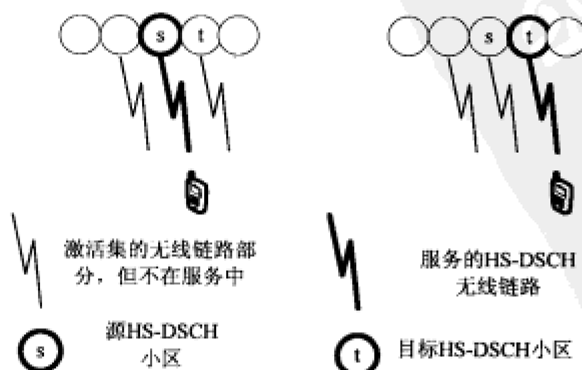


图 8-33 HS-DSCH 服务小区的改变

HS-DSCH 服务小区的改变可以根据谁主导目标小区的选择分为两类，一种是目标小区由UE 决定，另一种则是目标小区由网络决定。在 R5 中采用网络控制的 HS-DSCH 小区切换，不过切换的触发机制基于 UE 的测量报告和其他信息。网络控制的切换是一个 RRC 层信令的交换过程，基于现有的 CELL_DCH 状态下的切换过程进行。

8.6.1 HS-DSCH 服务小区的改变

HS-DSCH 服务小区切换根据切换中专用物理信道的设置不同而分为以下几类：

（1）服务 HS-DSCH 小区改变但是保持专用物理信道的设置和激活集；

（2）服务 HS-DSCH 小区改变同时结合专用物理信道的释放、建立和重新设置的过程；

（3）HS-DSCH 服务小区切换同时更新激活集。

在 UE 和 UTRAN 同步的情况下，停止和重启传输和接收，服务小区的改变有两种方式。

（1）服务小区的同步改变：由网络选择 HS-DSCH 传输与接收停止并重新开始的时间。

（2）服务小区的异步改变：HS-DSCH 传输与接收停止并重新开始由双方尽快执行（由 UE 请求）。

HS-DSCH 服务小区的改变可以根据服务的 HS-DSCH Node B 分类。

（1）Node B 内的 HS-DSCH 服务小区的改变：源服务小区和目标服务小区都由相同的 Node B 控制，服务的 HS-DSCH Node B 并没有改变。

（2）Node B 间的 HS-DSCH 服务小区改变：目标服务小区的 Node B 并不是源 HS-DSCH 服务小区的 Node B。

服务小区和 Node B 的关系对于 UE 来说是透明的，UE 并不知道 HS-DSCH 服务小区的切换是在 Node B 内进行还是在 Node B 间进行。

在 Node B 间 HS-DSCH 服务小区切换中，UTRAN 需要对 HS-DSCH 服务 Node B 重新定位（见图 8-34）。HS-DSCH 服务 Node B 重定位和 HS-DSCH 服务小区切换是两个独立的过程，尽管服务 HS-DSCH Node B 重新定位需要以服务 HS-DSCH 小区变更为前提，但两者仍然是两个独立的过程。

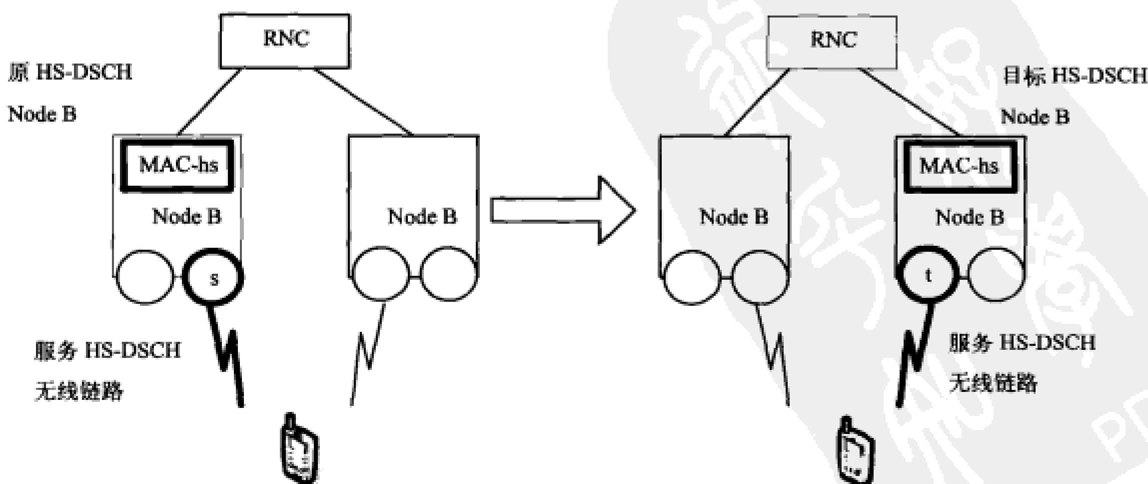


图 8-34　Node B 间 HS-DSCH 小区变更以及服务 HS-DSCH Node B 的重新定位

在 HS-DSCH Node B 重定位的过程中，源 HS-DSCH Node B 中的 HARQ 实体被删除，在

目标HS-DSCH Node B中建立新的HARQ实体。源HS-DSCH Node B和目标HS-DSCH Node B可能分别由不同的CRNC控制。

HS-DSCH服务小区变更方案有下面两种。在AM RLC模式下，HS-DSCH小区切换的前后，轮询功能可以用于获得RLC层数据传输的状态。在UM RLC模式下，是否需要将PDU的重新定位发送给UE仍有待研究。

8.6.2　Node B内HS-DSCH小区同步切换

Node B内的HS-DSCH小区切换时，物理信道需要重新设置，切换的同时保持专用物理信道设置和激活集不变。从源小区到目标小区的切换是同步的，即在一个给定的时间点同时进行。这个时间点称为激活时间

如果切换由事件1D"切换到最好的小区"触发，UE将发送一个测量报告，报告中包含频带内的测量结果。在SRNC决定可以进行切换后，Node B将在给定的激活时间进行切换，激活时间由CPHY-RL-Commit-REQ原语传递。SRNC将发送一个物理信道重新设置信息，告知UE目标HS-DSCH小区和激活时间。如果源小区和目标小区由相同Node B控制，就不必重新设定MAC-hs或MAC-ehs实体。服务小区变更完成时，UE就会给网络发送物理信道重设置完成的信息。

上面的过程中假设HS-DSCH传输信道和无线承载的参数不变。但是如果传输信道或者无线承载参数改变了，就需要进行传输信道的重新设置或者无线承载的重新设置。

8.6.3　硬切换中Node B间HS-DSCH同步切换

Node B间HS-DSCH服务小区切换在UTRAN内分两个步骤设置，而在无线接口上只包含一个RRC进程。

同样，如果由事件1D"切换到最优的小区"触发，UE将发送测量报告信息。SRNC将根据测量报告或者负载控制算法来决定是否进行硬切换（在FDD模式下，测量可以在压缩模式下进行）。

第一步，SRNC将与目标Node B建立一个新的无线连接。第二步，新建立的无线连接在激活时间进行一个同步的重新设置过程，激活时间由CPHY-RL-Commit-REQ原语发送。第一步完成后，目标Node B就开始在指定的信道上传输。而在指定的激活时间，HS-DSCH的目标小区将开始传输，源小区则停止传输。

随后SRNC在旧的设置中发送"重新设置传输信道"的信息。这个信息将指示切换后DCH和HS-DSCH的设置。指示重新设置传输信道的消息内包含一个标志位，该标志位指示UE是重设MAC-hs还是重设MAC-ehs。这个消息中还包含目标HS-DSCH小区中传输信道相关参数的更新。

UE在激活时间终止原有的无线链路上的传输，然后设置物理层在新的无线链路上传输。在物理层建立同步后，UE将发送传输信道重新设置完成的消息。随后SRNC终止在原无线链路中专用信道上的传输并释放所有的物理资源。

注意，如果是Node B间的切换，那么在UTRAN和UE两侧的RLC传输在"重新设置"前停止，并在设置完成后开始。并且，"重设传输信道"消息中指示UE需要对MAC-hs还是MAC-ehs实体重新设置。MAC-hs或者MAC-ehs的重设将会使重排序缓存中的内容被传送到高层。

8.6.4 激活集更新后 Node B 间同步切换

下面将说明激活集更新后的 Node B 间的 HS-DSCH 服务小区变更。在这个过程中将增加新的无线链路，这个链路所属的 Node B 与源服务小区的 Node B 不同。这个过程包含原有的激活集更新和 HS-DSCH 服务小区的同步切换两步。增加到激活集中的小区将在第二步成为 HS-DSCH 服务小区。

首先 UE 发送测量报告信息，该信息中包含频段内的测量结果。SRNC 将根据测量报告或负载控制算法决定是否合并新的无线链路和变更 HS-DSCH 服务小区。

在第一步中，SRNC 将在目标小区中为专用物理信道建立无线链路，并向 UE 发送激活集更新信息。激活集更新信息中包含在新的链路（不是 HS-PDSCH）上建立专用物理信道的必要信息。新的无线链路建立好后就返回“激活集更新完成”消息。

随后 SRNC 变更 HS-DSCH 服务小区。目标 HS-DSCH 小区是新增的无线链路，目前只包含专用物理信道对于 HS-DSCH 服务小区的同步变更，源小区和目标小区的 Node B 都将在 CPHY-RL-Commit-REQ 原语指示的激活时间切换。

SRNC 随后发送“传输信道设置”信息，告知 UE 目标小区和激活时间。信息中包括传输信道相关参数的设置信息，以及是对 MAC-hs 还是 MAC-ehs 实体进行重新设置。

因为源 HS-DSCH 小区和目标小区分别由不同的 Node B 控制，需要释放和建立两者中的 MAC-hs 或 MAC-ehs，这些操作都由 CMAC-HS-Release-REQ 和 CMAC-HS-Setup-REQ 原语进行提示。这些 MAC-hs 和 MAC-ehs 控制信息应该由相同的 NBAP/RNSAP 消息携带，也就是携带 CPHY-RL-Reconfig-REQ 原语的信息。MAC-hs 和 MAC-ehs 的释放与建立也将在指示的激活时间进行。

如果 UE 完成了 HS-DSCH 服务小区的变更，就向网络返回一个“传输信道设置完成”消息。

8.7 TD-SCDMA HSDPA 与 WCDMA HSDPA 比较

本质上 HSDPA 技术是一些增强技术的集合，同时适用于 WCDMA 和 TD-SCDMA。HSDPA 主要通过修改接口来增强系统的性能，主要的改动集中在 UE 和 Node B 的物理层和 MAC 层，对于无线链路控制层（RLC）和分组数据汇聚协议（PDCP）不做任何改动。MAC 层主要是增加了 MAC-hs 实体，用以执行相应的 HS-DSCH 的控制功能，主要包括流控和优先级功能，同时还完成 HARQ 协议的相关操作。RRC 和 NBAP 协议也需要提供相应的流程支持。虽然 HSDPA 可以同时适用于 WCDMA 系统和 TD-SCDMA 系统，但是因为两个系统本身的区别，HSDPA 的具体实现形式也有很多不同之处。

8.7.1 WCDMA 和 TD-SCDMA HSDPA 的相同点

WCDMA HSDPA 和 TD-SCDMA HSDPA 都采用了 AMC、HARQ 和基于 Node B 调度 3 项技术。与处于不利位置（如小区边缘）的用户相比，AMC 使处于有利位置（近基站点）的用户具有更高的数据速率，由此蜂窝平均吞吐量得到提高。同时，在链路自适应过程中，AMC 通过调整调制编码方式而不是调整发射功率的方法降低干扰水平。但由于 AMC 取决于 CQI 的质量，因此对测量误差和延迟比较敏感，此时可以寻求与 HARQ 的结合。HARQ 功能在 MAC 层上实现，其实体靠近空中接口，所以 HARQ 能够大大降低数据的传输时延。另外，HARQ 采用一个三层虚拟缓冲器来存储上一次传输的数据包。在一个重传过程中，重传的数据与缓冲器中的数

据合并，能够有效提高编码效率。这使重传过程需要的传输更少，提高了系统的平均吞吐量。基于 Node B 的快速调度使基站控制移动终端的传输数据速率和传输时间。基站根据小区的负载情况、用户的信道质量和所需传输的数据状况来决定移动终端当前可用的最高传输速率。

1. *物理层*[12]

WCDMA 和 TD-SCDMA HSDPA 中都新增了 HS-DSCH 传输信道和相应的物理信道，在两个系统的 HARQ 进程中两个信道上承载的信令也相同。在上行控制链路中传输 HARQ 的确认信息 ACK/NACK 以及下行链路质量反馈信息（CQI），在下行控制链路 HS-SCCH 信道中均传输 HARQ 过程识别、新数据指示信令、重排序队列 ID 及传输队列数信令。

2. *MAC 层*

WCDMA HSDPA 和 TD-SCDMA HSDPA 的媒体接入控制（MAC）层结构基本相似，都是在 MAC 层增加 MAC-hs 实体，以支持自适应调制和编码（AMC）、混合自动重传（HARQ）、快速调度等。在无线接入网络（UTRAN）侧，每个小区有一个 MAC-hs 实体来支持 HS-DSCH 传输。除此之外，MAC-hs 还负责管理分配给 HSDPA 的资源。MAC-hs 由 4 个功能实体组成：流控、调度/优先级处理、HARQ 及 TFRC 选择。UE 侧的 MAC-hs 由以下实体组成：HARQ、重排序队列分布、重排序及拆分。

8.7.2 WCDMA 和 TD-SCDMA HSDPA 的不同点

1. *物理层信令参数的差异*

WCDMA 采用频分双工模式，TD-SCDMA 采用时分双工模式，在这两种双工模式下 HSDPA 均有各自专用的信令。信道码和测量反馈率仅用于 FDD 模式的信令，其中信道码用来向 UE 定义接收信息和解码时所需的信道码，测量反馈率用来定义用于下行链路质量测量的反馈率。HS-PDSCH 配置信息和 HS-SCCH 循环序列号是仅用于 TDD 模式的信令。HS-PDSCH 配置信息定义 UE 所要接收和解码的时隙和码字。HS-SCCH 循环序列号（HCSN）是一个计数器，在每进行一次 HS-SCCH 传输时加 1。每个 UE 有自己特定的计数器值。UE 用该计数器为闭环功率控制服务，衡量 HS-SCCH 中的误码率（BLER）。

2. *信道结构的差异*

HS-DSCH 是 HSDPA 引入的共享传输信道，用于承载下行方向高速数据业务。WCDMA HSDPA 的信道共享方式分为码分和时分复用，扩频因子为 16，最多映射 15 条物理信道。当扩频因子为 1 时，TD-SCDMA 系统最多可映射 16 条物理信道。虽然 WCDMA HSDPA 和 TD-HSDPA 都使用 HS-SCCH 信道，调制方式都是 QPSK，但是扩频因子分别是 128 和 16。HSDPA 中引入了新的上行物理层控制信道，在 WCDMA 中为上行高速专用物理控制信道 HS-DPCCH，在 TD-SCDMA 中为上行共享信息信道 HS-SICH。HS-DPCCH 的作用是承载上行链路中必要的控制信令，即 ACK/NACK 和 CQI。HS-SICH 承载的信令与 HS-DPCCH 相同。但前者是专用信道，而后者是共享信道。

在 WCDMA 系统的上行链路中，基站根据扰码来区分用户。上行链路采用的扰码序列分为短扰码和长扰码，这两种扰码族都具有几百万个扰码可供使用，足够为小区内每个用户分配唯一的扰码，方便基站区分。上行链路方向上不必规划码资源，因此 HS-DPCCH 更适合设计为专用信道，这样可以在不影响以前的系统基础上简化终端设计。

在 TD-SCDMA 系统的上行链路中，基站通过扩频码区分用户。HS-SICH 的扩频因子 SF 固定为 16，扩频码资源有限，不能采用专用的物理信道。HS-SICH 设计为共享物理信道，使多个用户同时使用相同的扩频码，用户之间通过正交序列区分。这种方法的缺点是增加了 HS-SICH

设计的复杂度，而且由用户和基站之间的相对运动产生的多普勒频移，单频电波将受到随机调频影响，接收到序列的正交性也将受到影响。

3. 帧结构的异同

WCDMA 系统和 TD-SCDMA 系统本身的帧结构就是不相同的，因而相应系统的 HSDPA 帧结构也不相同。

TD-HSDPA 采用 5 ms、7 个业务时隙、3 个特殊时隙的帧结构。工作在 TDD 模式下的 TD-SCDMA 系统在同一载波上进行上、下行链路传输，上下行的分配是通过时隙调度来实现的。DwPTS 和 UpPTS 两时隙间的 GP 转换点在子帧中的位置是固定不变的，另一个转换点的位置可以在常规时隙间变化。但系统规定 TS0 总是分配给下行链路，TS1 总是分配给上行链路。转换点位置仍有选择的空间。TD-SCDMA 系统这种可动态分配时隙的无线帧结构，可同时适用于对称业务（图 8-35 上图）和非对称业务（图 8-35 下图）。在 TD-SCDMA 系统上引入 HSDPA 技术后，不管对于原来的语音业务（对称业务）还是数据业务（非对称业务），频率资源都可以得到充分的利用。

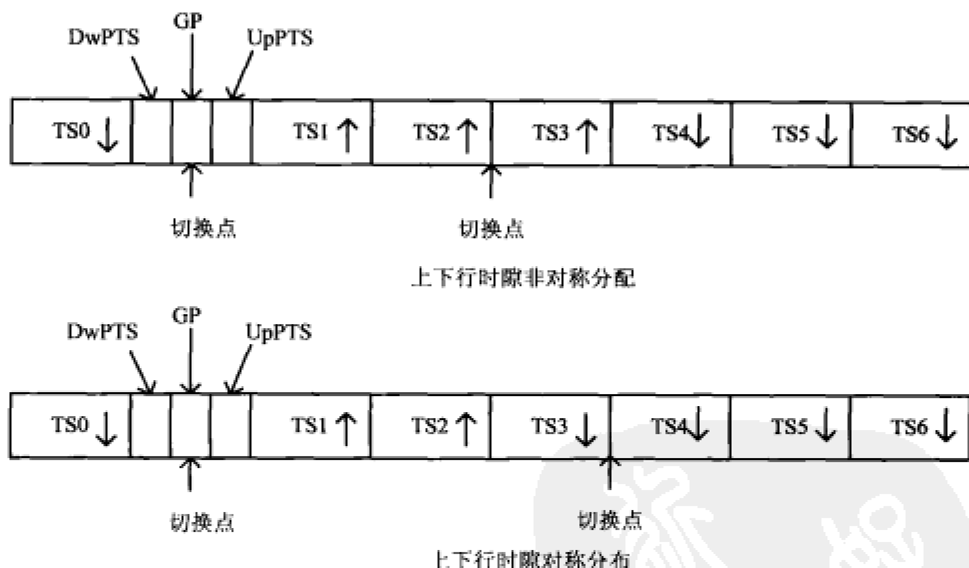


图 8-35 TD-SCDMA 时隙分配示意图

WCDMA HSDPA 子帧 2 ms，采用 WCDMA 定义的 3 时隙结构。WCDMA HSDPA 的短帧结构使得系统能在较短的时间内重新配置系统时域和码域的资源，以适应信道变化和业务需求。工作在 FDD 模式下的 WCDMA 系统，其上、下行数据在已经分配好的两个不同的频段上传输，所以不能动态地根据上下行的数据传输量调整资源的分配。即当进行非对称业务服务时，信息量较少的那一链路方向的剩余频率资源不能分配给另一链路使用，而这些剩余频率资源处于空闲状态，这使得 WCDMA 系统资源无法充分利用，频谱效率较低。

TD-SCDMA 系统引入具有上、下行链路业务不对称特点的 HSDPA 技术，由于系统的时分双工模式，系统能够通过灵活地调整上、下行转换点来动态分配时隙，从而充分利用频率资源，提高频谱利用率。

4. 技术上的差异——FCS

WCDMA 系统中使用了快速小区选择（FCS）技术，而 TD-SCDMA 系统中则没有采用，

这一差异需要通过两系统采用的不同切换算法来解释。WCDMA 系统采用软切换技术，软切换需要同时与多个小区进行连接，除了服务小区，该移动终端（UE）对于其他小区产生额外干扰，而且耗费了其他小区的资源。此外，HSDPA 提供快速数据速率，需要很大的系统资源。假设需要的资源为 N，若采用软切换（这里假设 UE 同时与 M 个小区保持通信），对于系统来说，就要为该 UE 分配 $N \times M$ 的资源。所以，快速数据速率系统不希望进行软切换。而在 HSDPA 技术中，为了更有效地利用基站的发射功率，减小下行链路干扰，提高整个系统地吞吐量，就需要对小区进行快速选择。因此在下行增强技术中，用快速小区选择和硬切换技术代替了以前的软切换。

TD-SCDMA 系统采用接力切换。接力切换是介于硬切换和软切换之间的切换技术。在切换之前，目标基站已经获得移动台比较精确的位置信息，因此在切换过程中 UE 先断开与原基站连接，能迅速切换到目标基站。移动台比较精确的位置信息主要通过对移动台比较精确的定位技术来获得。接力切换过程如图 8-36 所示。

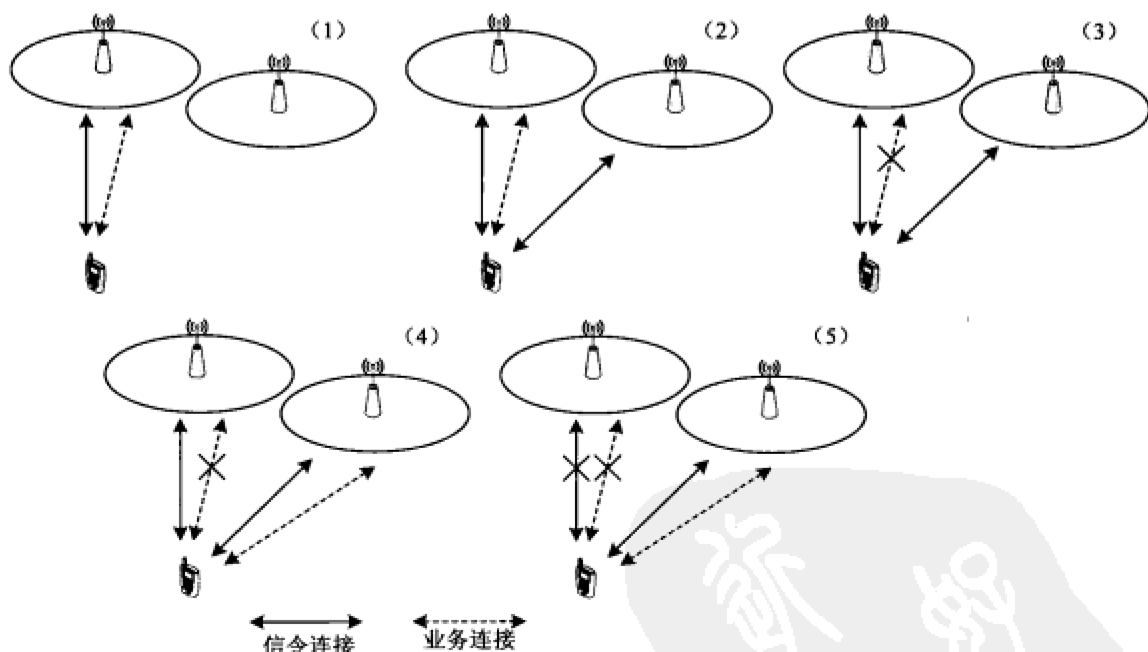


图 8-36 接力切换过程示意

由于在 TD-SCDMA 系统中采用的接力切换技术是信令与业务先后转移的过程，虽然在某种程度上与硬切换类似，同样是“先断后连”的情况，但是由于其实现是以精确定位为前提的，因而与硬切换相比，UE 可以很迅速地切换到目标小区，这就降低了切换时延，减少了切换引起的掉话率。由于接力切换技术采用业务“先断后连”的方式，且能迅速切换到目标小区，所以它不像软切换那样占用其他小区很多资源并产生干扰。因此，TD-SCDMA 系统的 HSDPA 中不必用 FCS 技术来代替接力切换技术。

5. 整体性能的差异

综合考虑，TD-SCDMA HSDPA 具有一些相对优势。首先是频谱利用效率较高，在上下行时隙配置为 1 : 5 时，单载波（1.6 MHz 带宽）TD-SCDMA HSDPA 的理论峰值速率可以达到 2.8 Mbit/s。在 10 MHz 带宽内（WCDMA 系统的一个载波带宽）能够达到的峰值速率

为 16.8 Mbit/s，已经大于 WCDMA HSDPA 相应的 14.4 Mbit/s。此外在 R4 和 HSDPA 网络共存部署方面，基于窄带宽载波的 TD-SCDMA HSDPA 网络在资源利用率、组网成本、移动性管理复杂度和灵活性等方面相较 WCDMA HSDPA 系统都有优势。但同时 WCDMA HSDPA 在某些方面也有较 TD-SCDMA HSDPA 优越之处，比如专用信道减小了终端设计复杂度等。

6. 网络规划的异同

为 WCDMA R4 网络引入 HSDPA 主要考虑下面几种方式：连续覆盖/热点覆盖、单载波/共载波。热点覆盖仅能满足部分用户的需求，但是构建成本低。连续覆盖虽然可以使用户获得无缝的服务，但是在 HSPDA 刚刚引入初期、用户群还很小的情况下，构建成本较高，同时大部分网络可能会闲置，浪费资源。所以初期还是以热点覆盖为主，随着终端普及率的升高可以向连续覆盖转移。单载波和共载波的问题在于，单载波虽然可以获得很好的性能，但是构建成本高。而共载波的情况会发生 HSPDA 与 R4 业务争抢资源的情况，如果为充分发挥 HSDPA 的性能而不限制其资源的使用，可能使 R4 业务“饿死”。由于 HSDPA 业务突发性的特点，共载波时会对 R4 业务造成很大的影响。权衡构建成本和对 R4 业务影响的利弊，在共载波的情况下为 R4 和 HSDPA 预留一定的资源是一种很好的折中办法。

同样在 TD 系统中引入 HSDPA 也需要考虑资源利用和与原网络业务的相互影响。TD 系统中主要考虑是否采用分层建网，也即在原有的网络上重新建立一个 HSDPA 的专用网络，两个网络相对独立；显然这种方法代价极高。采用共用网络的方法则需要考虑 HSDPA 是与原业务共用载频还是异载频。共网络的情况下可以很好地规划资源，并根据业务量的需求合理分配资源。原有网络主要承载链路业务和部分数据业务，而 HSDPA 主要承载高速数据业务，两者的分工还是比较明晰的，便于规划。根据建网初期的预测，TD-HSDPA 采用 3 载波就可以基本满足城区的容量需要。在业务需求上升的情况下，可以利用 TD 上下行非对称的特点满足需求。

HSDPA 并不是具体的空中接口技术，因此其基本思路和关键技术即使是在不同的网络中也是相同的。在 TD-SCDMA 和 WCDMA 两个网络中应用 HSDPA 技术的不同主要是由原网络的差异引起的，在新网络中 HSDPA 带有了原网络的特性，从另一个侧面也反映了 HSDPA 技术对原网络的改造不大，升级方便且向下兼容性好，总的来说是共同点大于差异。

8.8 多载波 TD-SCDMA HSDPA

TD-SCDMA 采用智能天线和联合检测技术，系统码道受限，有很高的频谱效率。但是由于 TD 系统的占用带宽仅为 1.6 MHz，尽管频谱利用率很高，单载波的容量仍然有限。TD-SCDMA 多载波系统能有效解决这个问题，提高系统的容量。

在使用 HSDPA 技术时，多个载波的信道资源可以为一个用户服务，理论上采用 N 个载波为一个用户服务就可以获得原来 N 倍的数据速率。在单载波处理上，多载波 HSDPA 方案和原来 HSDPA 处理过程相同，保证了良好的兼容性。

多载波 HSDPA 技术方案具有以下原则[13]。

(1) 多载波 HSDPA 的技术基础：多载波 HSDPA 以 N 频点技术为基础并兼容 N 频点行标，多载波 HSDPA 技术中的多个载波是 N 频点小区中的多个载波，目前设计中考虑终端最多支持 6 个载波的情况。

(2) 多载波 HSDPA 的资源分配：在多载波小区中的一个或者多个载波上配置高速下行物理共享信道 HS-PDSCH 资源和一对或者多对 HS-SCCH 和 HS-SICH 物理信道资源，多个载波上的 HS-PDSCH 物理信道为多个用户终端以时分或者码分的方式共享，一个用户终端可被同时分配一个或者多个载波上的 HS-PDSCH 物理信道资源。考虑到终端的实现，要求分配给一个用户

的资源占用的多载波是连续的。

（3）数据分流的位置：当一个用户的数据在多个载波上同时传输时，由 MAC-hs 对数据进行分流，即将数据流分配到不同的载波，各载波独立进行编码映射、调制发送。对于 UE，则需要有同时接收多个载波数据的能力。各个载波独立进行译码处理后，由 MAC-hs 合并。

（4）HARQ：在网络侧，每个用户建立一个 HARQ 实体。在 HARQ 功能实体中，为每个载波建立单独的 HARQ 进程（1~8 个），每个 HARQ 进程独立进行各自的处理过程，每个进程由载波标识和进程 ID 一起标识。

（5）UE 侧资源配置：对多载波 UE 而言，每个载波各自具有至少一对 HS-SCCH/HS-SICH，HS-SCCH/HS-SICH 进行该载波 HS-DSCH 资源的独立控制和反馈。首先对每个载波配置一对或者多对 HS-SCCH/HS-SICH，业务过程中选择其中的一对独立控制和反馈该载波上的 HS-PDSCH 物理信道资源。

（6）资源分配方式：控制信道 HS-SCCH/HS-SICH 所指示的 HS-PDSCH 的载波信息通过高层信令配置。HS-PDSCH 资源分配过程分为两步进行。第一步，RNC 通过 NBAP 消息申请载波资源，Node B 分配载波资源、与每个载波关联的 HS-SCCH 和 HS-SICH 信道资源以及每个载波 HARQ 相关的资源，并通过 NBAP 消息反馈给 RNC，RNC 将载波资源分配结果通过 RRC 消息发送给 UE。第二步，MAC-hs 实时分配每个载波上的 HS-PDSCH 资源，通过载波关联的一对 HS-SCCH 和 HS-SICH 进行分配。

（7）控制信道的安排方式。为简化终端实现的复杂性，控制信道 HS-SCCH/HS-SICH 在载波上有两种摆放方式。单－单方式：将控制同一个 UE 的所有控制信道和其伴随的 DPCH 信道放在一个载波上发送，以便实现 UE 多载波接收条件下在上行链路的单载波发送，如图 8-37 所示。

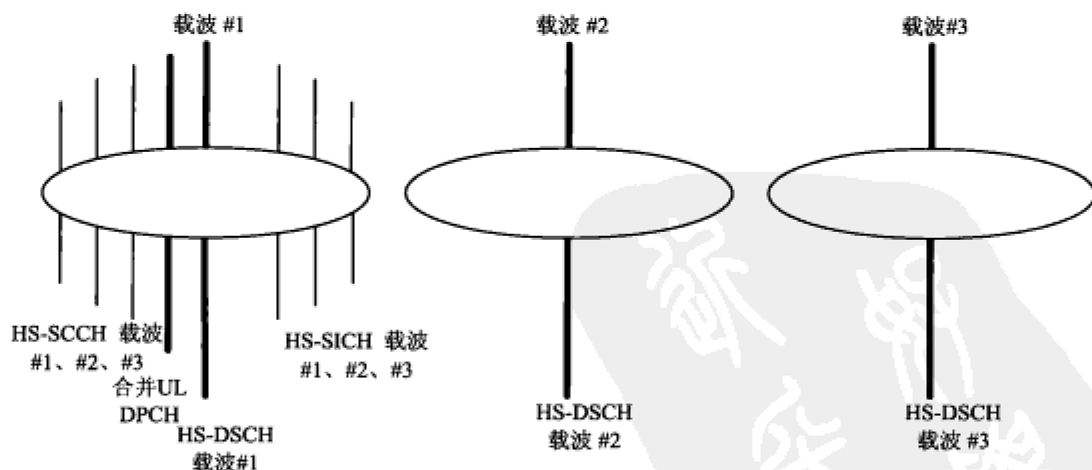


图 8-37 单－单方式示意图

多－多方式：HS-SCCH/HS-SICH 分别成对放置在所控制 HS-PDSCH 信道的载波上，控制同一载波的 HS-SCCH 与 HS-SICH 相对应，位于一个载波上，另外，伴随的 DPCH 信道也放在其中的一个载波上，如图 8-38 所示。对具有上行链路单载波发送能力的终端，采用“单－单”分配方法；对具有上行链路多载波发送能力的终端，可以采用“单－单”分配方法，也可以采用“多－多”分配方法。

（8）网络根据终端能力进行资源分配：基于终端设备可实现性考虑，多载波无线网络分配给同一多载波 HSDPA 终端的资源应不超过终端上报能力范围；对不同能力的终端，终端可以

向网络上报是否支持多载波 HSDPA 及支持多载波数目的能力，网络根据终端上报的能力进行相应资源分配和调度；单载波终端能够在支持多载波的网络中正常工作。

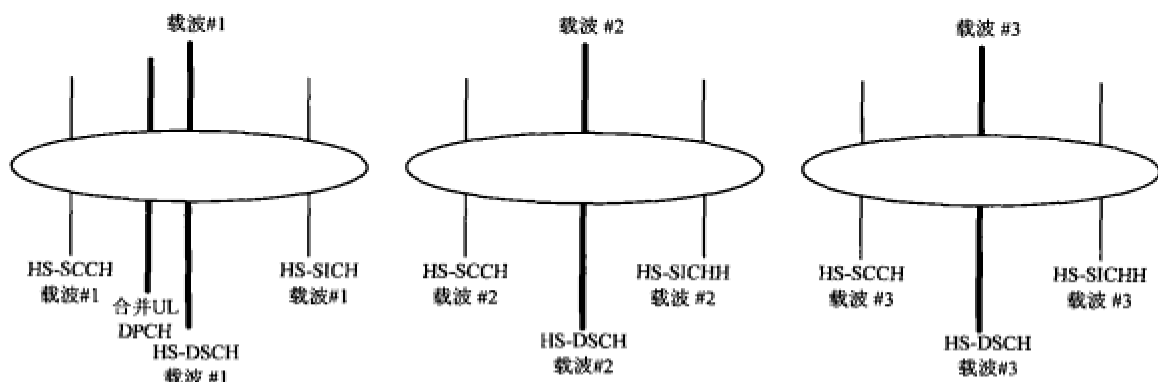


图 8-38 多一多方式示意图

8.8.1 MAC 层的变化

多载波 TD-SCDMA HSDPA 在物理层的变化不大，但是在 MAC 层上有很大的变化。在 Node B 侧，MAC-hs 的调度实体在各个载波上统一分配数据，而在 UE 侧，MAC-hs 需要把来自不同载波的数据进行统一处理，将载波上的数据合并、重排并上报给高层。在多载波的系统中，携带数据的载波成倍增加，因此对于数据重传的需求也是成倍增加。所以 MAC-hs 的调度控制和处理能力都需要提高。

目前已有的 MAC-hs PDU 的结构（如图 8-39 所示）已经不能满足支持多载波 HSDPA 的需求。当前的 TSN 为 6 bit，TSN 最大值只能为 64。在相同重传条件下，多载波 HSDPA 对 TSN 的需求将扩大，6 bit 的 TSN 显然不够用了。为适应多载波 HSDPA 的要求，需要调整 TSN 序号大小。在多载波 HSDPA 的情况下，我们要引入频点个数 *N*。在支持多载波的情况下，至少要支持 3 个载波，在同一时间终端可能收到的 MAC-hs PDU 个数是单载波情况下的 *N* 倍。

VF	QueueID	TSN	SID1	N1	F1	...	SIDn	Nn	Fn	MAC-d PDU1	...	填充位（可选）
1 bit	3 bit	6 bit	3 bit	7 bit	1 bit		3 bit	7 bit	1 bit			

图 8-39 单载波 HSDPA 的 MAC-hs PDU 结构图

图 8-39 中：

- VF（Version Flag，版本标志），可用于扩展，当前版本设置为 0，此字段占用 1 bit；
- Queue ID（Queue IDentifier，接收端重排队列的标识），此字段占用 3 bit；
- TSN（Transmission Sequence Number，传输序列号），此字段占用 6 bit；
- SID（Size index IDentifier，PDU 大小的索引值），此字段占用 3 bit；
- N（Number of MAC-D PDUs，MAC-D PDU 的个数），此字段占用 7 bit；
- F，标识是否还有扩展的 MAC 头信息，此字段占用 1 bit；

在重传次数为 4 的情况中，TSN 的位数至少要提高到 9 bit。为了达到重传次数和单载波 HSDPA 的情况相同的目的，TSN 的位数需要扩展到 9 bit。多载波下 MAC-hs PDU 的结构修改如图 8-40 所示。扩展后的 TSN 共 9 bit，新增的 3 bit 为 TSN 的高 3 位。



图 8-40 多载波 HSDPA 的 MAC-hs PDU 结构图

8.8.2 RRC 层的变化

RRC 层的变化主要集中在 Uu 接口的信令信息上。在上行，采用多载波方案后，多载波终端需要将其所具备的多载波能力上报给网络，通过 RRC Connection Request（RRC 连接请求信息）、UE Capability Information（UE 能力信息）两条消息将 UE 的 *N* 频点和多载波能力上报给网络。而在下行方向，需要在 RRC 的相关配置消息中增加网络侧为 UE 分配的 HS-PDSCH 物理信道资源的多个频点信息、每个频点相关联的 HS-SCCH 和 HS-SICH 物理信道信息以及每个频点的 HARQ 相关的资源配置信息。所涉及的消息包括小区更新确认、RRC 连接建立、无线承载建立、无线承载重配置、无线承载释放、物理信道重配置和传输信道重配置等。

8.8.3 Iub 接口的变化

多载波的引入在 Iub 接口上带来的变化主要体现在多载波 TD-SCDMA HSDPA 的资源配置、资源分配在 Iub 接口上设计的消息和多载波资源管理在 Iub 接口上设计的消息。

多载波 TD-SCDMA HSDPA 的资源配置中，需要增加 HSDPA 相关资源的频点信息，主要改动物理共享信道重配置请求等相关消息。

多载波 TD-SCDMA HSDPA 增加 UE 支持载频数 IE，表明 UE 的 HSDPA 能力，在无线链路建立请求、无线链路重配置准备以及无线链路重配置请求消息中做相应的改动。

为了加入 HS-SCCH/HS-SICH 和所控制 HS-PDSCH 的频点信息以及 HARQ 缓存划分的频点信息，需要对无线链路建立和无线链路重确认响应等消息进行改动。

为了支持物理共享信道重配置请求消息配置多个频点上 HSDPA 资源时表征部分成功的情况，需对物理共享信道重配置失败消息 RECONFIGURATION FAILURE 做相应修改。

多载波 TD-SCDMA HSDPA 方案相对于单载波 TD-SCDMA HSDPA 方案，在物理层上没有什么变化，主要变化集中在 MAC-hs、RRC 协议和 Iub 接口的 NBAP 协议上。在 UTRAN 侧，MAC-hs 的调度实体需要能统一分配多个载波；在 UE 侧，MAC-hs 需要把来自不同载波的数据进行统一的处理，并将不同载波上的数据进行合并和重排后上报高层。在空中接口方面，需要 RRC 的相关消息中增加网络侧为 UE 分配的支持 HSDPA 的频点信息列表。另外需要增加关于 UE 能同时接收的载波个数的指示。在 Iub 接口的相关消息中也要进行频点信息方面的修改。

参考文献

[1] Harri Holma, Antti Toskala. HSDPA/HSUPA for UMTS. JOHN WILEY & SONS, LTD. 2006.
[2] 3GPP TS 25.308 High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) Overall description.
[3] 赵绍刚，周兴为等. HSDPA 技术及其演进——HSUPA 与 HSPA+. 人民邮电版社，2007.
[4] 3GPP TS 25.877 High Speed Downlink Packet Access (HSDPA): Iub/Iur protocol aspects.
[5] 3GPP TS 25.950 UTRA High Speed Downlink Packet Access.
[6] 彭木根、王文博等. TD-SCDMA 移动通信系统. 机械工业出版社，2007.
[7] 3GPP TS 25.222 Multiplexing and channel coding (TDD).

[8] 3GPP TS 25.221 Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD).

[9] 3GPP TS 25.321 Medium Access Control (MAC) protocol specification.

[10] 3GPP TS 25.306 UE Radio Access capabilities.

[11] 3GPP TS 25.858 High Speed Downlink Packet Access: Physical Layer Aspects.

[12] 李佳，张京等. WCDMA 和 TD-SCDMA 中 HSDPA 的比较. 现代电信科技，2007 年 3 月第 3 期.

[13] TC5-WG9-2006-089Q-TD-SCDMA 多载波HSDPA技术报告.



第9章 TD-SCDMA增强技术——HSUPA

为了匹配 HSDPA 下行性能的提升，TD-SCDMA 系统又引入了高速上行分组接入（HSUPA，High Speed Uplink Packet Access）技术来改善上行性能。HSUPA 的整体目标是改进小区的覆盖范围和吞吐性能，降低上行专用信道和公共传输信道的延时。该技术的研究重点在于城市模型、郊区模型以及农村模型。上行增强技术的设计需求是要在低移动速度和中等移动速度的场景中获得最优性能，但同时也要提供对高移动速度场景的支持。上行增强技术主要针对数据流业务、交互业务和背景业务。HSUPA 不是技术的革新，而是在原有的 TD-SCDMA 系统的基础上升级，即在获得一定上行增益的前提下尽可能降低 UE 和网络端的应用复杂度，并考虑对当前协议以及硬件的影响，保持良好的后向兼容性能。

HSUPA 引入了基于 Node B 的调度、快速 HARQ、高阶调制以及一个增强专用信道等关键技术，使得理论上行最大速率为 2.2 Mbit/s。本章将从 HSUPA 系统架构、HSUPA 关键技术、新引入的信道、MAC 层结构以及 UE 能力等方面对 TD-HSUPA 进行系统性介绍。

9.1 HSUPA 协议构架

HSUPA 的引入对 TD-SCDMA 系统的方方面面都带来了影响。为达到更高的性能要求，需要引入新的技术和新的协议实体，以提高系统的执行效率。HSUPA 对原有系统最显著的改变是引入了新的信道，即增强专用信道（E-DCH，Enhanced Dedicated CHannel），带来的变化均围绕该信道展开。

TD-SCDMA HSUPA 的规范要考虑后向兼容性，空中接口要与 TD-SCDMA 之前的行业标准（R4、R5）兼容。出于对终端实现复杂度影响的考虑，与 R5 版本制定的多载波 HSDPA 相对照，当前 E-DCH 技术规范只考虑单载波情形，即同一终端分配的是一个载波上的 E-PUCH（Enhanced Physical Uplink CHannel）物理信道资源。*N* 频点系统架构下的 E-DCH 技术规范将在后续的版本中制定。下面详细介绍 HSUPA 的网络和协议架构。

9.1.1 无线接入网结构

TD-SCDMA 系统的无线接入网由多个无线网络子系统（RNS，Radio Network Subsystem）组成，无线网络子系统的结构如图 9-1 所示。对系统来说，RNS 负责控制所属各小区的资源。图中所涉及的设备实体包括 UE、Node B 和 RNC。UE 主要包括移动设备（ME，Mobile Equipment）和用户识别模块（USIM，User Service Identity Module）。Node B 是为一个或多个小区服务的无线收发设备。无线网络控制器则是具有对一个或多个 Node B 进行无线资源的控制与管理的功能实体。

支持 HSDPA 功能时，原有的无线网络子系统 RNS 的结构和设备组成都不需要变化。每个无线网络子系统包括一个无线网络控制器 RNC 以及一个或多个 Node B。在 RNS 内部，Node B 和 RNC 之间通过 Iub 接口相连，RNC 与 RNC 之间通过 Iur 接口相连，Node B 通过空中接口（Uu 接口）与 UE 通信，RNC 通过 Iu-PS 接口与核心网分组域相连，通过 Iu-CS 接口与核心网电路域相连。

Iu 接口、Iub 接口和 Iur 接口控制平面的传输承载都采用 ATM AAL5。Iu 接口、Iub 接口和

Iur 接口用户平面数据流的传送可采用基于 ATM 的传输和基于 IP 的传输两种方案，其中支持基于 IP 传输的方案为可选要求。采用基于 ATM 的传输方案时，在 Iub 和 Iur 接口上都采用 AAL2，在 Iu 接口上则对电路域采用 AAL2，对分组域采用 AAL5。

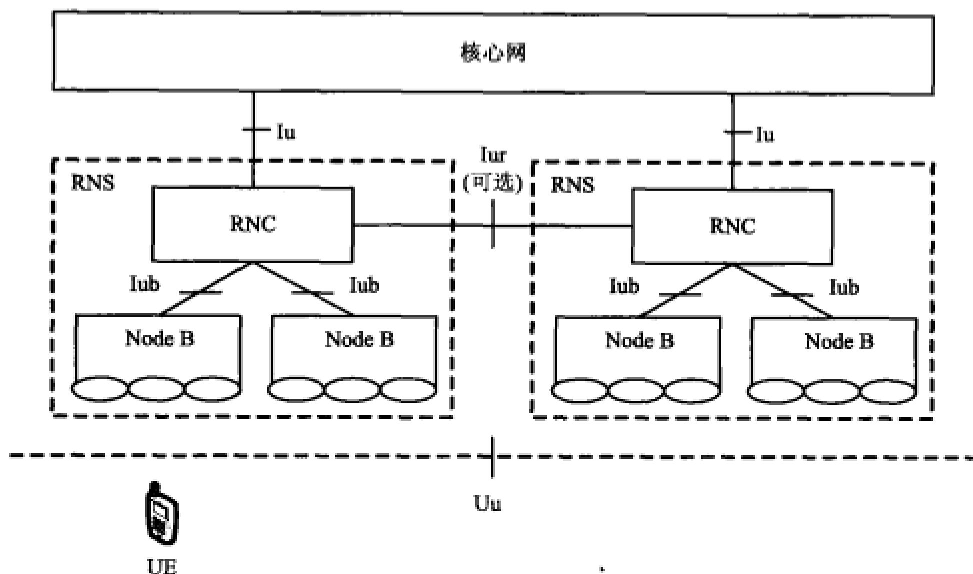


图 9-1 无线网络子系统

9.1.2 协议架构

HSUPA 的目标是在上行方向改善容量和数据吞吐量，降低专用信道的延迟。这种性能的提升只能通过增添一条新的传输信道 E-DCH 来实现[1]。 该传输信道具有以下特性。

- E-DCH 使用一个单独的编码组合传输信道（CCTrCH，Coded Composite Transport Channel）作为专用信道，因此无需将 DCH 与 E-DCH 结合。
- 每个 UE 只有一个 E-DCH 类型的 CCTrCH。
- 每个 E-DCH 类型的 CCTrCH 只有一个 E-DCH。
- 每个 TTI 只有一个 MAC-e 传输块。
- E-DCH 采用 5 ms 的 TTI。

与 HSDPA 一样，E-DCH 的实现同样取决于物理层和 MAC 层的改进。围绕 E-DCH 主要引入 4 条新的物理信道。

(1) E-PUCH 信道(E-DCH Physical Uplink CHannel)：增强型物理上行信道，负责承载 E-DCH 上数据的传输。

(2) E-AGCH 信道（E-DCH Absolute Grant CHannel)：绝对授权信道，承载调度产生的、用于直接制定 E-DCH 传输速率的绝对分配信令。

(3) E-RUCCH 信道（E-DCH Random access Uplink Control CHannel)：主要承载与 E-DCH 相关的控制信令，与 E-PUCH 配合使用。

(4) E-HICH 信道（E-DCH Hybrid ARQ Indicator CHannel)：HARQ 确认指示信道，Node B 使用该信道将 HARQ ACK/NACK 消息反馈给 UE。

除了引入新的物理信道外，E-DCH 还为 UE、Node B 和 SRNC 引入新的 MAC 实体，这些

实体称为 MAC-e 和 MAC-es。新功能实体的引入主要对协议 TS25.321 有影响。在 R6 FDD 中引入的 E-DCH 功能也将全部被 TDD E-DCH 采用。

MAC-e 同时在 UE 和 Node B 中实现。主要功能涉及 HARQ 重传的调度和处理。这是一个低阶 MAC-e 层，与物理层非常近。Node B 的 MAC-e 提供 HARQ 的控制和调度功能（控制 UE 的接入和 E-DCH 的资源分配）。UE 中的 MAC-es/MAC-e 主要执行 E-DCH PDU 的传输以及 HARQ 重传，将 MAC-d PDU 复用得到 E-DCH PDU 和 TFC 选择。

MAC-es 实体在 UE 和 SRNC 中实现。在 UE 中，它在一定程度上负责把多条 MAC-d 流复用到同一条 MAC-es 流上。在 SRNC 中，该实体负责有序传送 MAC-es PDU，解复用 MAC-d 流，并根据 QoS（Quality of Service）特点对这些流进行分类。这些 MAC-d 流可能在 Iu-PS 接口上与具有不同 QoS 要求的各种 PDP 环境对应。

HSUPA 的协议结构如图 9-2 所示。为了支持 HSUPA 功能，需要对以下几个网元做一定的修改，具体修改如下。

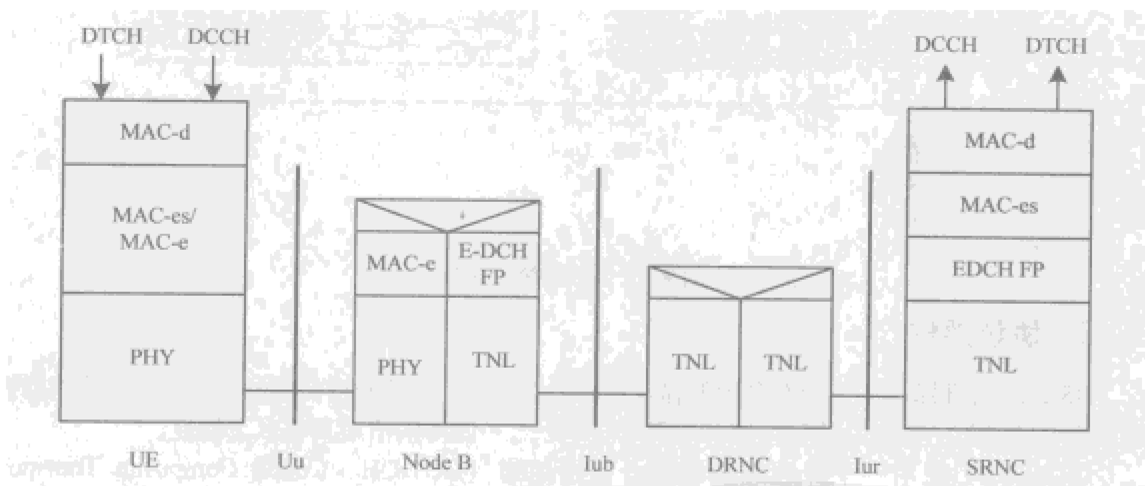


图 9-2 E-DCH 的协议结构

UE：在 UE 的 MAC-d 层上增加一个新的 MAC 实体（MAC-es/MAC-e）。UE 的 MAC-es/MAC-e 实体主要负责处理 HARQ 重传、MAC-e 的复用和 E-DCH TFC 选择。

Node B：在 Node B 新增一个新的 MAC 实体，主要负责处理 HARQ 重传、调度和 MAC-e 的解复用。

SRNC：在 SRNC 新增一个 MAC 实体（MAC-es），主要负责处理有序传送（重排序）。

9.1.3 引入 HSUPA 对 R4 的影响

HSUPA 是对 R4 版本的 TD-SCDMA 的升级改进，虽然保持着后向兼容性，但是不可避免对 R4 版本的 TD-SCDMA 有影响，具体包括以下几个方面。

1. 引入新的增强上行传输信道（E-DCH）

为支持上行的增强技术，引入新的增强上行传输信道 E-DCH。E-DCH 向高层（MAC-d）提供的功能和服务与 FDD 中的 HSUPA 相同。E-DCH 的引入虽然对 MAC-c/sh 或 MAC-hs 没有任何影响，但需要在 MAC-d 和 MAC-es /MAC-e 之间添加新的连接。

每个 UE 中只支持一个 E-DCH 传输信道，所以需要将这个 MAC-d 流复用到一个 E-DCH 上。每个 TTI 内只支持一个 E-DCH，也只传输一个传输块。一个 UE 内只有一个 E-DCH，因此在

Node B 内只有一个 MAC-e 实体对应这个 UE，并且在 RNC 内一个 UE 只对应一个 MAC-es。

2. 对 HARQ 重传功能的影响

Node B 控制的 HARQ 功能可以在 Node B 和 UE 间快速重传接收错误的数据。这就意味着对应每个 E-DCH 都有一个停止等待协议。为了保持 Node-B MAC-es 对上行物理资源的灵活调度，TDD 中不采用同步重传，而采用异步重传。但是这并不妨碍 ACK/NACK 信令的同步传输。为了简化系统结构，TDD 中将不采用软切换以及相关的信令。

3. 对重排序实体的影响

RLC 需要有序的传输。SRNC 中 MAC-es 将提供重排序功能。类似于 FDD E-DCH，每个逻辑信道都有一个重排序队列。重排序功能基于 MAC-es PDU 中包含的 TSN 以及 Node B 标签进行。对于每个 MAC-es，SRNC 将接收来自 UE 的 TSN 信息。其他的方案，如基于时间的或者窗口的方法应用具体的 SRNC，不需要标准化。

4. 对无线资源控制的影响

与 HSDPA 一样，Node B 中加入了一个用于 HSUPA 的上行调度器。但是，调度器的调度原则与 HSDPA 不同：HSDPA 中的调度器是为多个用户分配 HS-DSCH 资源（码字和时隙），而 HSUPA 中上行调度器是为各个 E-DCH 用户分配所需要的尽可能多的容量（发射功率），以保证 Node B 不会产生功率过载。

由于同时发送数据的 UE 越多，所导致的相互之间的干扰就会越大，而 Node B 只能容忍有限的干扰，所以一旦干扰超过某个阈值，就无法正确解调出各 UE 的传输数据。E-DCH 是一条专用信道，极有可能各个 UE 同时进行数据的传送，对 Node B 接收造成干扰[2]。所以，Node B 必须调节 E-DCH 中发射信号的各个 UE 使用的上行发射功率。从另一个角度讲，上行调度类似于一种非常快的功率控制机制。

R5 版本的 UE 中 TFC 的选择根据 RRC 指示的逻辑信道优先级进行。对于 FDD E-DCH，Node B 控制 UE 可以使用的 TFC 子集，但是其他的无线资源仍由 RNC 管理。

而对于 TDD E-DCH，RNC 将分配一个无线资源集合给 Node B，Node B 将这个资源集中的资源再分配给 UE（这种方式与 MAC-hs 为 HS-DSCH 分配资源相同）。这个资源集合包含用于 E-DCH 的时隙和码字的集合。因此 Node B 发送给 UE 的控制信息包括分给 UE 的码字、时隙最大传输速率/最高 TFC、传输持续时间和需要的信号功率。

对等的 MAC-e 实体间还将采用其他一些新的信令信息，用于控制增强上行资源的分配，主要包括：Node B 到 UE 方向的调度/分配信息，Node B 到 UE 方向的 HARQ ACK/NACK 指示，UE 到服务小区 Node B 方向的更新信息。

5. 对 RLC 和 RRC 的影响

因为 E-DCH 只传输专用逻辑信道，所以 MAC 层以上的逻辑层与 R99/R4/R5/R6 保持一致。为了支持上行增强技术，需要在 RRC 协议 TS25.331 中添加新的信令信息，用来指示分配给 E-DCH 资源的参数信息以及这些信息的设置与重设。

6. 对 Iub/Iur 协议的影响

对上行传输信道的增强技术（如 Node B 的调度和 Node B 控制的 HARQ 信息）将对 Iub/Iur 应用协议、RNSAP 和 NBAP、协议 TS25.423 和协议 TS25.433 产生一定的影响。

为了支持增强上行信道，应用协议需要支持对无线链路的增加、设置、删除等操作。同样，这将影响公共 NBAP 处理（如无线链路的设置）、专用 NBAP 处理以及对应的 RNSAP 处理。类似于 HSDPA 中的情况，CRNC 需要分配资源（码字和时隙等）并将分配信息告知 Node B。调度只在 Node B 中进行，且 Node B 只掌握有限的信息。为了改善调度的准确性，RNC 和 Node B

间的通信以及 RNC 之间的通信是必要的。为了进行有效调度，需要修改 NBAP 的公共测量和相关的 RNSAP 的处理。

上行增强信道在 Iub/Iur 接口上将引入新的帧协议，如新的 IE 或者定义控制帧，这样可以使得当前的 DCH 或者 USCH FP 得到增强。

7. HSUPA 对网络性能的影响

HSUPA 提高了整个系统在上行链路的性能。HSUPA 对于传输错误的数据能够很快重传，以减少传输时延，并且可以根据信道质量的好坏来调节传输速率。信道条件较好时，增加传输次数；信道条件较差时，减少传输次数。从单个用户角度来说，传输时延减少 40%以上；从系统的角度来说，网络覆盖提升 14%左右。HSUPA 研究组织最终确定使用 QPSK 调制编码，上行应用 HARQ，Node B 控制上行调度，更短的帧结构和快速 DCH 建立会达到 50%～70%的上行容量增益，数据呼叫时延减少 20%～55%，用于上行平均数据呼叫的速率可提高大概 50%。除此之外，HSUPA 同时提高了 HSDPA 的传输速率。不论 HSDPA 承载的 TCP/IP 包数据接收正确与否，ACK/NACK 需要上行传输反馈，如果上行使用 DCH 承载，物理层数据解调错误会给 TCP/IP 包数据传输带来过大的延时，影响 IP 包数据传输速率。用 HSUPA 承载 ACK/NACK 数据信息则会大大减小上行数据传输时延，从而提高下行 HSDPA 的 IP 数据包传输速率。

9.2 TD-SCDMA HSUPA 的关键技术

2006 年 5 月在上海召开的 3GPP TSG RAN WG1 第 45 次会议以及 WG2 第 53 次会议上，TD-SCDMA HSUPA 的物理层结构和关键技术初露端倪。根据 TD-SCDMA 上行链路的特点，UTRA TDD 上行增强技术的可实施行报告中提出了几种适用于 HSUPA 的技术，包括基于 Node B 的调度、快速 HARQ（混合自动重传请求）、高阶调制、扰码、跳码等[3]。CATT（电信科学技术研究院）在 TD-SCDMA 系统环境下分别对这几项技术进行了仿真，根据仿真结果，认为适合 TD-SCDMA HSUPA 的技术主要有基于 Node B 的调度、快速 HARQ、高阶调制，并不建议在 TD-SCDMA 上行增强技术中采用扰码、跳码技术。这是由于扰码、跳码的仿真结果表明扰码、跳码技术在 TD-SCDMA 上行增强技术中所带来的增益具有不确定性，而且带来的最大增益也很小，并且在某些情况下，性能反而会恶化。另外，扰码、跳码技术的应用增加了 UE 的复杂度，所以在 HSUPA 中不采用扰码和跳码技术。下面将简要介绍 TD-SCDMA HSUPA 中采用的各项关键技术。

9.2.1 基于 Node B 控制的快速分组调度

调度主要是对系统内有限的资源进行合理的配置，在满足用户 QoS 要求的前提下使得资源的利用率最大化。不同的调度算法对小区的吞吐量和用户获得的性能体验有不同的影响。正比公平算法是当前广泛使用的调度算法，同时很多算法也是在正比公平的算法上衍生而来的。正比公平算法不仅考虑用户的信道条件，同时还考虑用户被调度的频率，也即公平性。正比公平算法在吞吐量最大化和用户公平性上进行折中[4]。3GPP 的协议中并不会规定具体的调度算法，算法都是由厂商根据协议的接口自行制定的。

基于 Node B 的快速分组调度是对各个 UE 可选传输格式组合（TFC）集合和传输时间进行控制。R99/R4/R5 均具备 UTRAN 对上行 TFC 的控制功能，上行链路调度由 RNC 来完成，如图 9-3a 所示。一些控制信令从 RNC 传递到 Node B，然后再转交给 UE，信令传输时延较大。UE 得到的 TFC 信息是由 RNC 根据各 Node B 上行负荷测量和 UE 业务量测量报告获得的。各

个节点需要等待更高的信令，调度时延和调度周期都比较长。同时为了确保上行链路不会拥塞，就只能采用相对保守的数据速率分配方法，这将直接影响小区的总吞吐量，使系统的资源不能得到有效利用。

如图 9-3b 所示，基于 Node B 的物理层调度方案能有效缩短调度周期，并且 Node B 本身就具有物理层测量信息，测量时延也可以大大缩短，能更及时地跟踪信道变化，做出调度决策，对上行链路的空中接口容量进行更精确的动态控制。同时整个网络可以更快地对负载的变化做出反应，可以为各种应用分配合适的速率。一旦某个 UE 停止发送，或者降低它的传输数据速率，该 UE 的空闲容量就可以迅速而有效地分配给其他 UE，使得上行链路的负载尽可能接近极限容量，减少为防止过载而预留的系统资源。与之前版本相比，基于 Node B 的调度可以实现较低时延和快速资源分配，提高 TDD 系统的上行容量。在 1.28 Mchip/s TDD 中，RNC 调度时延为 100 ms，而基于 Node B 的快速调度时延只有 20 ms。

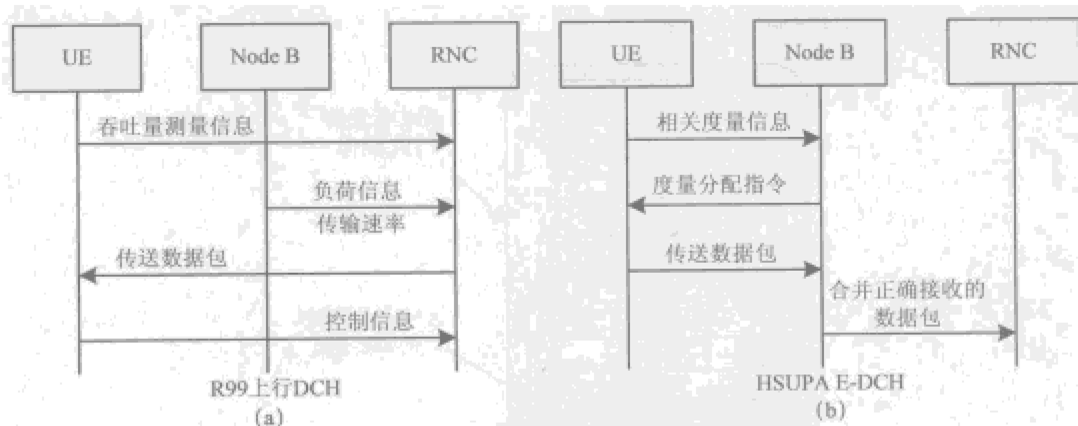


图 9-3 R99 与 HSUPA 调度流程

TD-HSUPA 通过在 Node B 中采用快速的物理资源调度和速率调度获得性能的改善。快速的物理资源（时隙和 OVSF 码字）调度，能降低有限的码字资源带来的限制，并对业务量的变化和信道条件的变化做出快速的反应。快速的速率调度可以通过采用不同的调度算法获得更好的干扰控制。

在 FDD 的增强上行技术中，Node B 端的调度功能只控制 UE 选择的 TFC 集合以及传输时间。这些技术将控制 UE 的发射功率，使得 Node B 总的接收功率在可接受的噪声上升（RoT，Rise over Thermal）范围内。与 FDD 不同，TD-SCDMA HSUPA 系统中的 Node B 调度器还需要添加对 UE 间码字资源的动态共享功能。这一点直接导致 FDD 和 TDD 系统上行接入架构的不同。

对于 FDD，在使用较低的扩频码字的时候，每个 UE 占用的码字资源将不会影响其他的用户，因为每个 UE 都将分配不同的扰码序列。所以对于 FDD 没有必要直接控制每个 UE 使用的码字资源，只需要管理速率或者传输时间。与之相对的是，TDD 中小区内的所有用户都使用相同的扰码序列，通过 OVSF（Orthogonal Variable Spreading Factor）序列进行相互的区分。OVSF 码字资源有限，所以 TDD 系统必须有效管理上行的 OVSF 码。

TDD 系统用户最终数据传输速率由物理层资源的分配来决定。在对同时进行上行传输的 UE 进行信道映射时，Node B 需要在分配的 TFCS 中选取最佳 TFC 格式。在网络端，TFCS 由以下 3 个部分组成。

(1) RNC 控制配置的传输格式集合。该集合为 RNC 控制的所有可能的 TFC 格式集合。RNC 在连接建立初始配置时，根据系统的负载、信道的条件等因素为每个 Node B 分配一个 “Node B 控制的 TFC 子集”，根据系统状况可以不断进行调整。

(2) Node B 控制的 TFC 子集。这个集合由 RNC 控制，并进行配置。Node B 从中再次选取子集配置给 UE。由于 Node B 可以根据信道状况迅速调整 UE 的 TFC 集合，因此可以快速适应信道的变化，提高系统的性能。

(3) 最小子集。UE 在任何情况下总可以在 “最小子集” 中选取一种发送格式，该集合中的 TFC 总是可以使用的，不会处于锁定状态。

用户可以使用 R5 版本中的 TFC 选择算法来选择合适的 TFC，当用户端有足够的待传数据并且有足够功率余量来支持选择的 TFC 时，Node B 控制的 TFC 子集中任何 TFC 都可以被用户使用。因此存在如下关系（如图 9-4 所示）：最小子集小于 Node B 控制的 TFC 子集，而二者都小于 RNC 控制配置的传输格式集合。

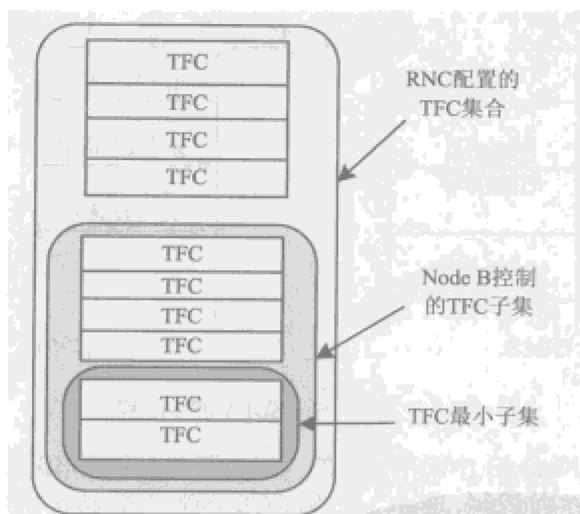


图 9-4　TFC 类型示例

在 TD-HSUPA 系统中，Node B 的速率控制可以带来相当的系统增益。调度器需要考虑码资源的分配，以避免码资源的拥塞。这样，调度器通过控制码字资源的分配来控制传输速率，而不是像 FDD 系统中利用最大允许的 TFC。但是，仅仅知道码字资源的分配状况并不能获得对接收功率的预测，因为对 TFC 编码速率的选择也会影响到接收功率。为此，想要获得准确的速率调度，必须联合考虑物理资源的分配和物理资源上的传输速率。

UE 可用的 TFC 由下面几个因素影响：Node B 分配给 UE 的物理资源，每个 TFC 的传输功率需求以及 UE 最大可用的传输功率，Node B 速率调度中的控制以及限制。

上行的物理资源有限，对物理资源（时隙和 OVSF 码字）的动态分配和重分配关系到 TDD 上行系统的有效性，特别是应用在后台和交互这类突发的业务中时。位于 Node B 的物理资源调度会带来如下好处。

(1) 避免码字资源阻塞。动态码资源分配允许接入大量的激活用户，在这项业务中每个用户都可以使用不同的业务资源速率。固定的资源分配不能适应这样的变化，而且在交互和后台业务中的有效性不高。

(2) 更好地追踪缓存的变化。Node B 能根据 UE 的缓存状态对资源进行快速再分配，这种

能力能有效降低延时并改善数据业务的吞吐率。

（3）更好地追踪无线环境的变化。对无线环境变化的快速反应能使调度器最大化可用资源的有效性，降低过度分配的可能性，从而改善小区的吞吐量。

（4）降低延时。将资源分配功能移动到 Node B 可以改善延时的性能。物理资源请求和授权在 Node B 中进行，避免了 Iub 接口的使用，相比于之前的版本延时中减去了 Iub 接口的延时。而 UTRAN 的堆栈延时也被回避了。这两个延时的避免大大改善了重传的延时性能。

（5）HARQ 功能和调度器位于相同的实体内。TD-HSUPA 中物理资源调度、速率调度和 HARQ 功能位于同一个实体中，资源信息的共享和快速更新可以提高各功能模块的效率，从而整体提高系统的性能。

9.2.2 上行链路混合自动重传

在 R99/R4/R5 版本中，上行链路数据重传是由 RNC 控制的 RLC 重传完成的，见图 9-5。RLC 的重传由于涉及 RLC 信令和 Iub 接口传输，重传时延超过 100 ms。在 HSUPA 中，重传功能被移至 Node B 中，由 Node B 控制的重传时延更小，允许物理层的快速重传，降低了 RLC 层重传的使用频率，从而使得时延周期大大减小。该功能特别适合于对时延敏感的业务。

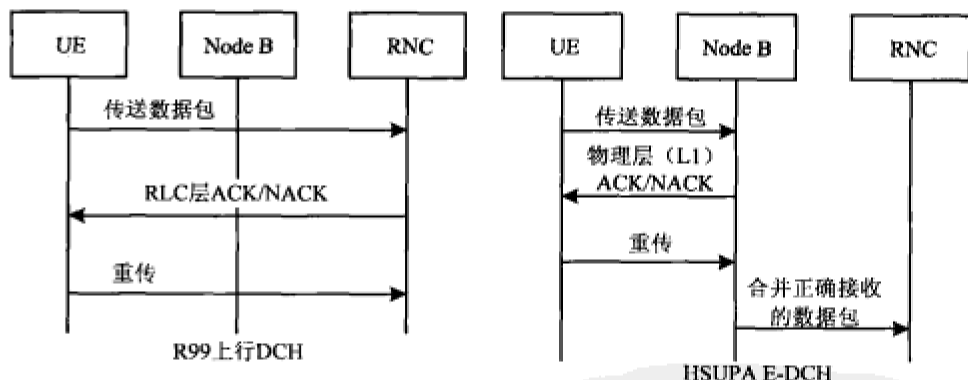


图 9-5 R99 与 HSUPA 重传控制

HARQ 就是在 ARQ 系统中引入一个前向纠错（FEC，Forward Error Correction）子系统来纠正传输错误，借以减少重传的次数。具体地说，接收端收到码字后，首先检查传输错误，如果检查出来的错误在纠错能力以内，就自动进行纠错，如果错误很多，超出纠错能力，那么接收端通过反馈信道向发送端发送一个状态报告，请求发端进行重传。而 Node B 可以使用不同的方法来对一个数据包的多次传输进行组合，这种方法称为软合并。软合并可以增大容量和特定数据速率的覆盖率，因而可以降低每次传输数据包的 E_b / N_0 的要求。另外，由于 HARQ 可以快速重传，链路可以容忍更高的误块率（BLER，BLock Error Ratio），从而可以适当降低对发射功率的要求，使得在相同系统负荷下可以支持更多的用户，系统吞吐量也相应提高。同样，对于固定的数据速率，可以提高其业务覆盖范围。HARQ 主要考虑减少时延，提高用户和系统吞吐量，但对于时延要求较高的会话类业务，重传是不适宜的。因此 HSUPA 中的 HARQ 主要应用于交互类业务和背景类业务，在某些情况下可以用于流业务。

HARQ 方式的选择主要是同步和异步 HARQ 的选择以及自适应和非自适应传输的选择。同步 HARQ 的主要优点是节省控制信令开销，在 FDD 上行增强技术中，仅用 2 bit RSN

（Retransmission Sequence Number，重传序列号）就可以表示 RV（Redundancy Version，冗余版本）信息和新数据指示符信息。但对于 TDD 系统来说，使用同步 HARQ 会产生资源冲突。在上行链路中，所有的 UE 共享时隙和 OVSF 码。如果对于某个 UE，Node B 反馈的 ACK 被错误地解码为 NACK，就需要在后面帧的相同时隙和码资源中进行重传，同时调度器认为此次传送是成功的，就将此资源分配给了其他 UE，从而造成冲突。同时 HSUPA 支持非调度（non scheduling）传输模式，如果采用同步重传，在调度传输和非调度传输之间也可能会造成冲突，所以 TDD 上行增强技术建议采用异步 HARQ。

上行增强的 HARQ 算法与 HSDPA 在许多方面都相同，但是因为上行链路规定 UE 的 CCTrCH 信道只能有一个，当数据分组需要重传时，由于时间关系，每次传输的 TFC 集合可能不同，这样重传的业务组合会有变化。上行链路上 HARQ 进行重传时，每次重传的 TFC 格式不一致，因此建议采用自适应异步 HARQ。在 TDD HSUPA 中，采用了并行停等（SW）HARQ 来支持增量冗余。上行增强技术提供了 Node B 控制的 HARQ，减少了 RLC 重传次数和相应的延迟，提高了系统性能。

9.2.3 自适应调制编码

自适应调制编码（AMC，Adaptive Modulation and Coding）根据系统的不同信道条件（信道信噪比）决定编码和调制的格式（QPSK 或者 16QAM）以及各种传输块集的不同组合。自适应调制编码可以适应信道的变化情况，采用不同的传输格式。在信道条件较差的时候使用低阶调制方式，降低传输对信道条件的要求，保证数据的正确传输，而在信道条件较好的时候采用高阶调制，充分利用信道环境，提高传输速率。考虑到同一小区中所有用户共享一个扰码，同时 OVSF 码的可用资源有限，所以在 TDD 上行链路中引入高阶调制是很有好处的。在码字资源有限的条件下可以尽可能地提高传输速率。对于 WCDMA 增强型上行链路，由于每个用户都有自己特定的扰码，可以利用更多的码道，于是采用比 16QAM 更低阶的调制以简化终端的设计。然而，对于 TD-SCDMA HSUPA，由于信道化码的限制，需要采用高阶调制来提高系统的频谱效率。虽然目前仅仅考虑的是 8PSK 和 16QAM，但是在采用智能天线技术以后，有可能使用 64QAM。因为使用智能天线将会大大提高链路信道质量，高的信噪比可以支持更高的调制方式，从而提高链路性能。同时与 WCDMA 不同的是，在 TDD 模式下，接收端可以通过小区内干扰消除技术，如 TD-SCDMA 中的智能天线和联合检测，来消除绝大部分的小区内干扰。干扰主要由小区间干扰决定，干扰相对较小说明 TD-HSUPA 可以采用更高的调制方式。AMC 所面临的主要问题是对测量误差和时延比较敏感。对于不同的调制方式，交织方式也是不同的。为了选择合适的调制方式，调度程序必须清楚信道质量情况。当信道条件估计有错时，调度程序会选择错误的调制方式，使得系统不能自适应信道变化。并且此种错误选择不仅起不到优化作用，反而使性能更差。所以在引入高阶调制时，以下几点必须考虑：信道测量、反馈时延、链路性能和终端功率放大器的影响。

9.3 HSUPA 物理层

在 9.2 节中已经提到，HSUPA 对 TD-SCDMA 系统物理层最明显的影响就在于引入了新的物理信道[5]：增强型上行物理信道（E-PUCH），绝对授权信道（E-AGCH），增强上行随机接入控制信道（E-RUCCH），增强 HARQ 指示确认信道（E-HICH）。增强上行物理信道主要承载上行的数据传输，其他信道为该信道提供信令支持和辅助功能。本节还将介绍引入 HSUPA 后的

物理层结构，并描述 E-DCH 信道编码和调制过程[6]。

9.3.1 TD-SCDMA HSUPA 的信道

在 TD-SCDMA HSUPA 系统中，每个 UE 至多使用一个 E-DCH 类型的 CCTrCH，并且每个 E-DCH 类型的 CCTrCH 仅对应一个 E-DCH。E-DCH 在一个传输间隔内只发送一个传输块，支持 5 ms TTI。

E-DCH 中定义了两条上行控制信道，用以支持增强型上行链路的信令传输，即 E-UCCH（E-DCH Uplink Control CHannel，增强型上行控制信道）和 E-RUCCH（E-DCH Random Access Uplink Control CHannel，增强型随机接入上行控制信道）。E-UCCH 主要承载上行信令，用以支持与 HARQ 相关的操作，传递的相关参数有 HARQ 进程号和重传序列号（RSN）。E-UCCH 与 E-DCH 复用到同一个 E-DCH 类型的 CCTrCH 上。一个 E-DCH TTI 中可以传送相同 E-UCCH 信息的多个实例，实例的数目在进行非调度传输时由高层配置，在进行调度传输时由 Node B MAC-e 设置。E-RUCCH 是在 E-PUCH 资源不可用时所使用的控制信道，承载 E-DCH 相关的上行控制信令，并映射到随机接入的物理资源上。E-UCCH 采用 5 ms TTI，而 E-RUCCH TTI 的长度取决于随机接入信道的 TTI 长度，可以是 5 ms，也可以是 10 ms。

1. E-PUCH

E-DCH 类型的 CCTrCH 将映射到一个新的物理信道——E-PUCH。每个 E-DCH 传输时间间隔（TTI）内至少包含一个 E-UCCH 与 E-PUCH 复用。单个时隙内是否有 E-PUCH 和 E-UCCH 复用以及一个 E-DCH 传输时间间隔内包含的 E-UCCH 的个数，都取决于高层的设置。调度业务使用的 E-UCCH 个数由 E-AGCH 分配，非调度业务的 E-UCCH 个数由 RRC 信令分配。E-UCCH 必须始终伴有发送功率控制命令字（TPC）。在不发送 E-UCCH 的时隙中，TPC 也不发送。

增强型的上行控制信道（E-UCCH）占用 32 bit 的物理信道，映射到 E-PUCH 的数据域，根据码资源相关信息（CRRI，Code Resource Related Information）指定的扩频因子扩频，采用 QPSK 调制。码资源相关信息 CRRI 是编码部分的物理资源授权，它用 5 bit 表明使用 OVSF 码树的哪个节点以及将扩频因子分配给谁。

E-UCCH 信息和 E-DCH 数据的位置如图 9-6 所示。当一个 E-DCH 数据块在一个 TTI 内的多个（N 个）时隙上传输时，将存在多条 E-PUCH。建议所有 E-UCCH 均匀地分布在多个 E-PUCH 上。



图 9-6 E-DCH 与 E-UCCH 的复用

假设 N 为 E-PUCH 的数量，M 为一个 TTI 内 E-UCCH 实例的个数，K 为 M/N 的整数部分，L 为 M/N 的余数，S 为一个 E-PUCH 内 E-UCCH 的数量。则对第一组 L 个 E-PUCH 来说，S 等于 $K+1$，对其余的 E-PUCH 来说，S 等于 K。

若 P 表示 E-PUCH 的信道编号，那么：

$S = K + 1,\ P < L,\ P \in [0,\ N-1]$

$S = K,\ P \geqslant L$

$S \in [0,\ 8]$

一个 E-UCCH 结构分为两部分，包含 32 bit（k_0，k_1，…，k_{31}），如图 9-7 所示。

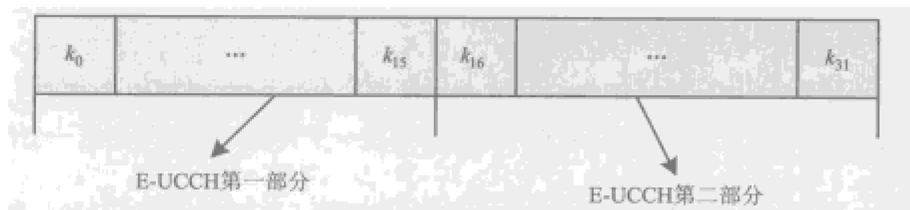


图 9-7　E-UCCH 码字组成

图 9-8 和图 9-9 给出了包含 E-UCCH/TPC 域和不包含 E-UCCH/TPC 域的 E-PUCH 数据突发结构。



图 9-8　包含 E-UCCH/TPC 的 E-PUCH 数据突发结构



图 9-9　不包含 E-UCCH/TPC 的 E-PUCH 数据突发结构

E-PUCH 可以支持不同的有效负荷的扩频因子（扩频因子可以是 16，8，4，2，1），可以承载 E-UCCH 的传输和 TPC 的传输，并且有 16 个码片长度的保护间隔。TPC 的传输要采用与 E-UCCH 相同的扩频因子和调制方式，可以采用默认或 UE 特定的 midamble 分配方式。

2. E-AGCH

E-AGCH 是一个新的下行物理信道，是一个授权信道，其上面的资源授权信息传递给 UE。E-AGCH 采用了两条分离的物理信道（E-AGCH 1 和 E-AGCH 2）。一般 E-AGCH 指的是这两条物理信道。

E-AGCH 1 必须采用表 9-1 中的时隙格式 5，E-AGCH 2 必须采用时隙格式 0。为了与 E-PUCH 功率控制同步，E-AGCH 必须承载 TPC 和 SS，但不承载 TFCI。

表 9-1　E-AGCH 时隙格式

时隙格式	扩频因子	训练序列码长度（chip）	$N_{TFCI\ 编码}$（bit）	N_{SS}&N_{TPC}（bit）	Bit/slot	$N_{Data/Slot}$（bit）	$N_{data/data\ field(1)}$	$N_{data/data\ field(2)}$（bit）
0	16	144	0	0&0	88	88	44	44
5	16	144	0	2&2	88	84	44	40

图 9-10 和图 9-11 分别给出了 E-AGCH 1 和 E-AGCH 2 的突发结构。

3. E-RUCCH

E-RUCCH 是在 E-PUCH 资源不可用的时候所使用的控制信道，承载 E-DCH 相关的上行控制信令，并映射到随机接入的物理资源上。E-RUCCH 既可以采用 5 ms TTI，也可以采用 10 ms

TTI。E-RUCCH 将携带以下服务信息。

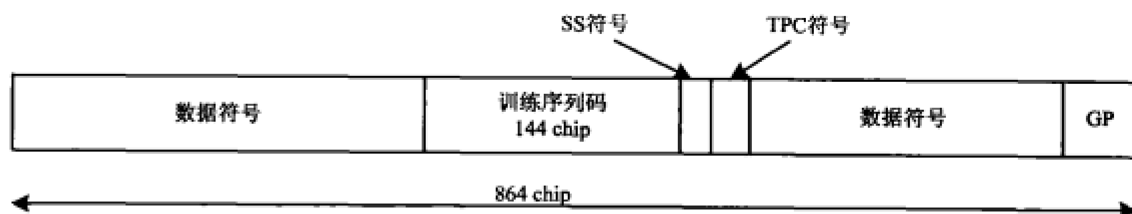


图 9-10 E-AGCH1 突发结构



图 9-11 E-AGCH2 突发结构

（1）服务小区和邻小区路径损耗（SNPL，Serving and Neighbor cell PathLoss，5 bit）。Node B 可以用 SNPL 来帮助估计每个 UE 产生的小区内干扰程度，从而估计绝对授权功率值和分配的物理资源。

（2）UE 功率余量（UPH，UE Power Headroom，5 bit）。UPH 域指示了最大 UE 发射功率与相应的 $P_{e\text{-}base}$ 和服务小区路径损耗码字功率之和的比值。

（3）总 E-DCH 缓存区状态（TEBS，Total E-DCH Buffer Status，5 bit）。TEBS 域确定 RRC 请求上报的所有逻辑信道上待传的数据总量，指示 RLC 层可用于传输和重传的数据字节数。当 MAC 与一个 AM RLC 实体相连时，发送的控制 PDU 和在 RLC 发送窗之外的 RLC PDU 也必须包含在 TEBS 中。已发送的但没有被对等实体否认的 RLC PDU 不包含在 TEBS 中。

（4）最高优先级逻辑信道缓存区状态（HLBS，Highest priority Logical channel Buffer Status，4 bit）。HLBS 域指示了 HLID 指定的逻辑信道上待传的数据总量，是 TEBS 报告的缓存区大小范围最大值的百分比值。

（5）最高优先级逻辑信道 ID（HLID，Highest priority Logical channel ID，4 bit）。HLID 域明确指出有待传数据的最高优先级逻辑信道。如果存在多个带有最高优先级的逻辑信道，将报告对应于最高缓存区占用的逻辑信道。

（6）E-DCH 无线网络临时标识（E-RNTI，E-DCH Radio Network Temporary Identifier，16 bit）。UE 标识就是 E-DCH 无线网络标识。

E-RUCCH 可以采用 SF=16 或 SF=8 的扩频因子，使用的的扩频码集合以 PRACH 扩频码为基础。E-RUCCH 时隙格式取决于所采用的扩频因子 SF 可参考表 9-2。

E-RUCCH 时隙格式如图 9-12 所示。采用时隙格式 0 时，扩频因子为 16，从而在两个连续的子帧 n 和 n+1 中传递一个 E-RUCCH 的信息；而在采用时隙格式 10 的情况下，扩频因子为 8，在一个子帧内传递 E-RUCCH 的信息。

表 9-2 E-RUCCH 时隙格式

扩频因子	时隙格式
16	0
8	10

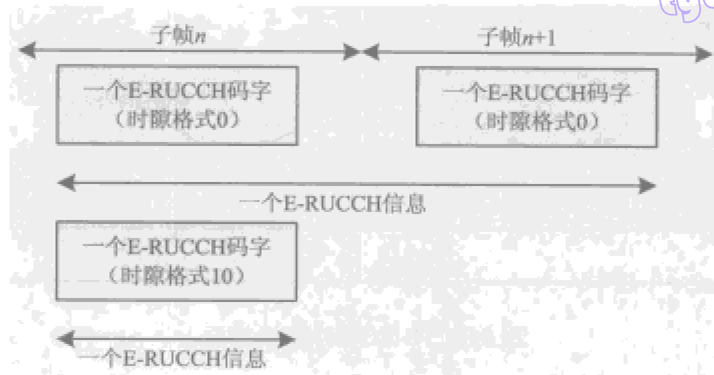


图 9-12 E-RUCCH 时隙格式

4. E-HICH

E-HICH 是一条 SF=16 的下行物理信道，采用表 9-3 所示的时隙格式。

表 9-3 E-HICH 时隙格式

时隙格式	扩频因子	训练序列码长度（chip）	$N_{TFCI\ code\ word}$（bit）	N_{ss}&N_{TPC}（bit）	Bit/slot	$N_{Data/Slot}$（bit）	$N_{data/data\ field(1)}$（bit）	$N_{data/data\ field(2)}$（bit）
0	16	144	0	0&0	88	88	44	44

一个小区内 E-HICH 的数量由系统配置。调度用户和非调度用户的确认指示在不同的 E-HICH 上发送。一个调度用户的调度传输最多能够配置 4 条 E-HICH。采用哪个 E-HICH 传送确认指示，对于特定的调度用户由 E-AGCH 上的 2 bit E-HICH 标识来决定，对于非调度用户则由高层通知。非调度用户的 E-HICH 不仅承载确认指示，还承载 TPC 和 SS 命令。非调度用户的 TPC/SS 命令通过选择不同的正交序列来表示。一条 E-HICH 可以承载由 Node B 决定的一个或多个 HARQ 确认指示。

E-HICH 包含 8 个空余位置，如图 9-13 所示。空余位的值没有定义。

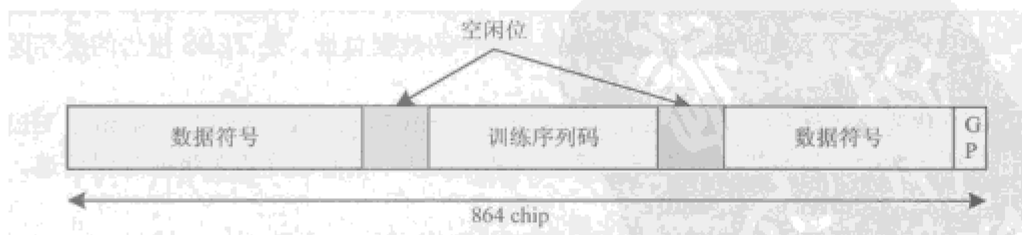


图 9-13 E-HICH 结构

E-HICH 的功率和 E-HICH 所承载的持续 HARQ 确认指示序列由 Node B 控制。每个用户的确认指示的功率可以由 Node B 独立设置。

传输功率控制通过 TPC 命令发送到闭环功控中，在调度传输时 TPC 命令由 E-AGCH 承载，在非调度传输时通过 E-HICH 承载。对于被调度用户，E-HICH 只承载 HARQ 确认指示信息。E-HICH 上的 HARQ 确认指示信息仅用一位二进制表示确认指示，0 代表 NACK，1 代表 ACK。确认指示的位序列经正交序列扩频获得，正交序列取自 80 阶的正交矩阵的某一行。这个 80 阶的矩阵是由 20 阶的 Hadamard 矩阵和 4 阶的 Hadamard 矩阵叉乘得到的。HARQ 确认指示与 E-DCH TTI 传输同步，因此 E-DCH TTI 传输与 HARQ 确认指示一一相关。80 bit 的扩频输出序

列在第 40 位和第 41 位之间要插入 8 个空闲位，其后的物理信道扩频和交织采用一般的办法。

非调度用户的 E-HICH 携带 HARQ 确认指示和 TPC/SS 命令。80 个正交序列分成 20 个组，每组包含 4 个序列，每个非调度用户分配一个组用于指示 HARQ 确认信息和 TPC/SS 命令。4 个序列中的 1 个用于确认指示的扩频操作，余下的 3 个序列间接用于 TPC/SS 命令。3 个序列和其反向序列可以作为复用到 E-HICH 上的 TPC 指示和 SS 命令的备选序列。反向序列由原序列按位取反得到。根据序列指数和 TPC/SS 命令的关系，使用一个序列指示 TPC/SS 命令。表 9-4 表示指示和 TPC/SS 命令的映射关系。序列指数根据下面的公式计算：index=2*A+B，(A=0，1，2；B=0，1)。A 表示 3 个序列的相对指数，当取反向序列时 B 为 1，反之 B 为 0。

表 9-4 TPC-SS 指示和命令的映射

指　示	TPC 命令	SS 命令
0	下降	下降
1	上升	下降
2	下降	上升
3	上升	上升
4	下降	什么都不做
5	上升	什么都不做

扩频输出序列 c_h 和 TPC/SS 指示命令 e_h （均为 80 bit）分别被分成前后相等的两段，并在中间插入空闲位。然后经过位扰码和 QPSK 调制，e_h 乘以一个由 Node B 分配的因子并与 c_h 相加。然后对两者的和进行加权放大，并与其他用户的符号进行复用。最后进行一般的物理信道的扩频和扰码操作。

9.3.2 物理层基本结构

E-PUCH 是在 Node B MAC-e 的调度实体控制下分配的物理资源，且映射到 E-DCH 类型的 CCTrCH 上。一个时隙最多只能发送一个 E-PUCH。

E-PUCH 物理资源可以分为非调度资源和调度资源。非调度资源由 RNC 通过高层信令进行分配，而调度资源由 Node B 的 MAC-e 的调度实体控制分配。

E-RUCCH 映射到由 UTRAN 定义的相应的随机接入物理资源上[1]。

1. 上行物理层模型

图 9-14 表示包含 DCH 和 HS-DSCH 时的 E-DCH 模型。DCH 上的数据信息经过编码和复用映射到 CCTrCH 上，经过解复用和数据划分映射到物理信道的数据流中，最后映射到物理信道中。而 E-DSCH 和 E-UCCH 复用后同时经过编码和解复用模块，然后映射到 CCTrCH 中，并进过解复用和划分模块，最后映射到物理信道中。其中到物理信道的映射中要包含 E-DCH 的 TFCI 和 TPC 信令。

2. 下行物理层模型

图 9-15 表示包含 DCH 和 HS-DSCH 时的 E-DCH 模型。对于 HSUPA 中，下行的模型主要传递一些反馈信息和授权信息，如 E-HICH 中的 ACK/NACK 信息和 E-AGCH 信息。

由 UTRAN 接收到的 ACK/NACK 指示全部通过物理层发送给 MAC 层。UE 可以监视每一帧内的若干 E-AGCH（$E\text{-}AGCH_1, E\text{-}AGCH_2, \cdots, E\text{-}AGCH_{max}$）。UE 在其中一个 E-AGCH 解码到了对应它自己的 E-RNTI，就表示它收到了一个绝对授权（Absolute Grant）。

E-DCH 的确认信令（ACK/NACK）在物理信道 E-HICH 上传输。

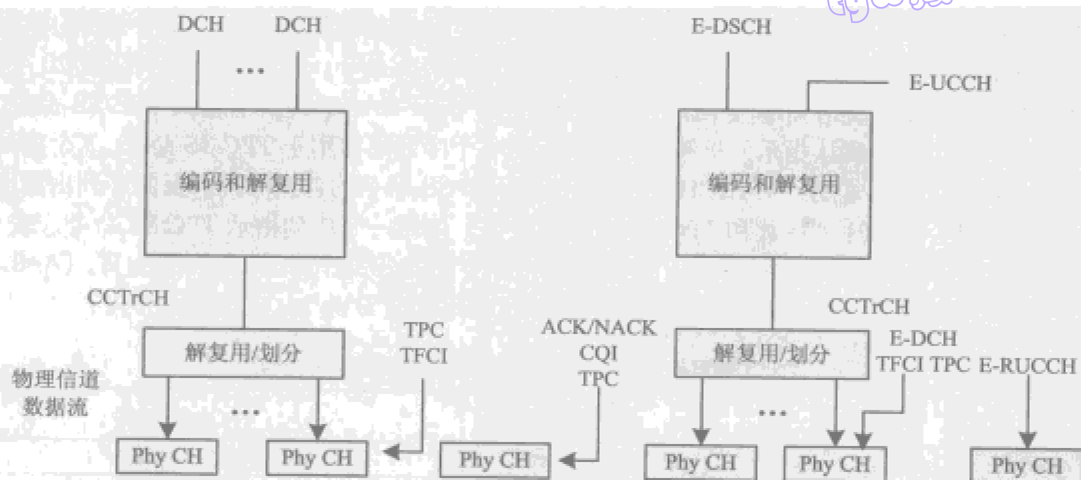


图 9-14　UE 上行物理层的模型

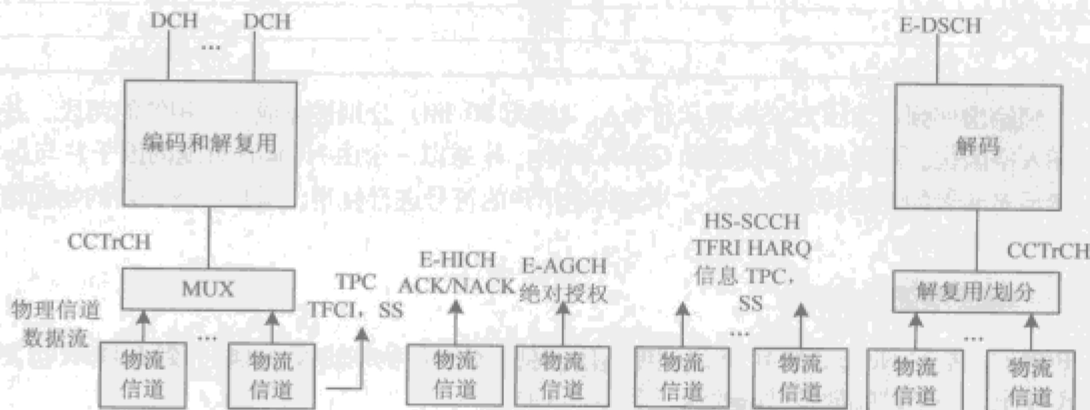


图 9-15　UE 的下行物理层的模型

9.3.3　E-DCH 编码和调制

图 9-16 表示 E-DCH 传输信道映射到独立的 CCTrCH 上的处理过程[5]。一个 TTI 内只有一个传输块的数据发送到编码单元上。E-DCH 采用 5 ms TTI，并定义了下列编码过程。

（1）为每个传输块添加 24 bit 的 CRC。

（2）码块划分。

（3）信道编码，采用 1/3 速率的 Turbo 编码。

（4）HARQ。

（5）位扰码。

（6）E-DCH 交织。

（7）16QAM 星座重排。

（8）物理信道映射。

图 9-16 中对 E-DCH 的处理方法将与 HS-DSCH 上的采用相同的原则。

1. CRC 后缀

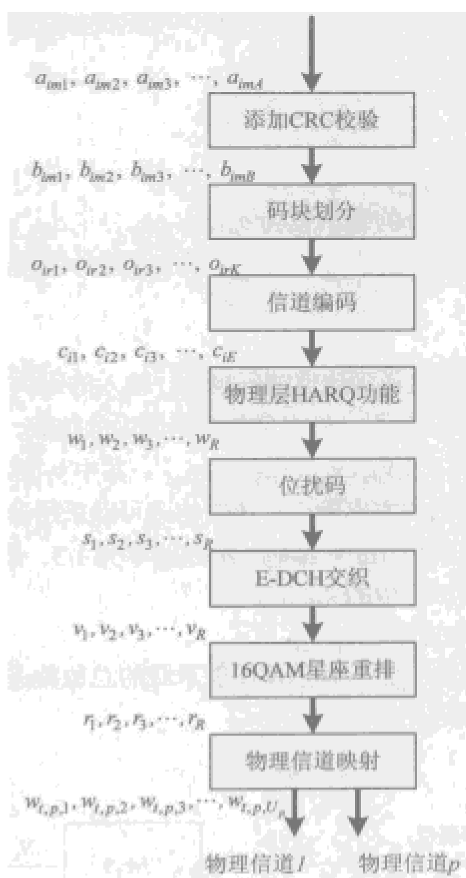


图 9-16 E-DCH 编码链

传输块通过循环冗余校验（CRC，Cyclic Redundancy Check）检测传输错误，CRC 的大小可以是 24、16、12、8 或者 0。传输信道采用多大的 CRC 校验由上层通过信令告知。E-DCH 的 CRC 校验采用 24 bit。传输块上的信息将全部用于计算 CRC 校验位，校验位根据下面的多项式生成：

$$g_{CRC24}(D)=D^{24}+D^{23}+D^6+D^5+D+1$$

$$g_{CRC16}(D)=D^{16}+D^{12}+D^6+1$$

$$g_{CRC12}(D)=D^{12}+D^{11}+D^3+D^2+D+1$$

$$g_{CRC8}(D)=D^8+D^7+D^4+D^3+D+1$$

具体的计算方法可参考 3GPP TS 25.222 的 4.2.1 节。

2. 码块划分

传输块连接单元的输人位定义为 $b_{im1}, b_{im2}, b_{im3}, \cdots, b_{imB}$，其中 i 表示 TrCH 号，m 表示传输块号，B_i 表示每个块包含的位数目。TrCH_i 上的传输块数目定义为 M_i，连接后输出的位定义为 $x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \cdots, x_{iX}$，$i$ 表示传输信道号，$X_i = M_i B_i$。E-DCH 中传输块最多为 1 个。具体定义的关系可参考 3GPP TS 25.222 的 4.2.2.1 节。

如果 $X_i > Z$，那么对位传输块连接单元输出的序列进行位划分。划分后的码块大小相同。TrCH_i 上的码块数定义为 C_i。如果输入到划分单元的位数目 x_i 不是 C_i 的整数倍，那么在第一个

码块上添加填充位。如果采用 Turbo 编码且 $x_i < 40$，填充位加在起始的码块中。填充位将被传输且总是为 0 。最大的码块大小为：

卷积编码，$Z = 504$；

编码，$Z = 5114$；

不采用信道编码，Z 为无限大。

在 $C_i \neq 0$ 的情况下，码块划分的输出位为 $o_{ir1}, o_{ir2}, o_{ir3}, \cdots, o_{irK}$，其中 i 表示传输信道号，r 表示码块号，K_i 表示每个码块的位数目。码块数目的具体计算方法可参考 3GPP TS 25.222 的 4.2.2.2 节。

3. 信道编码

经过码块划分后，码块将被发送到信道编码模块，输入的码块定义为 $o_{ir1}, o_{ir2}, o_{ir3}, \cdots, o_{irK}$，其中 i 表示传输信道号，r 表示码块号，K 表示每个码块中的位数。传输信道 i 上的码块数定义为 C_i，经过编码后输出的位定义为 $y_{ir1}, y_{ir2}, y_{ir3}, \cdots, y_{irK}$，其中 y_i 表示编码的位数。o_{irK} 和 y_{irK} 以及 K 和 y 的关系根据信道编码的方案确定。传输信道可以采用卷积码、Turbo 编码，也可以选择不编码。E-DCH 传输信道采用 Turbo 编码，编码速率为 1/3，最大传输块数目为 1。具体的编码方式可以参考 3GPP TS 25.222 中的 4.2.3 节。

4. 物理信道 HARQ 功能和速率匹配

HARQ 功能将信道编码的输出位与 E-PUCH 能承载的总位数进行匹配[5]。HARQ 功能由冗余版本参数设定。图 9-17 表示速率匹配的过程。

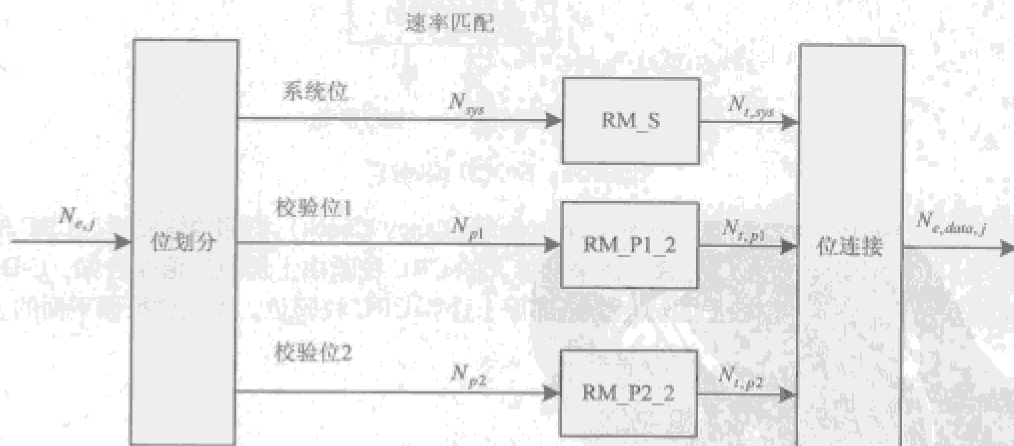


图 9-17　E-DCH HARQ 中的速率匹配

物理资源的调制方式由高层决定。如果 UE 在一个 TTI 内既有非调度资源又有调度资源，就可以采用两种调度方式，一种是将调度和非调度资源放在一起，然后从中提取资源用于调度或者非调度业务；另一种是调度业务只采用对应的调度业务资源，非调度业务选用非调度业务的资源。

HARQ 速率匹配需要对位序列进行打孔和位填充操作。编码的传输信道的系统位是不能被打孔的，其他的位可以。输入到速率匹配块中的系统位序列，第一校验位序列和第二校验位序列将被分成 3 个序列。

第一个序列包含：Turbo 编码的传输信道的全部系统位；0~2 个 Turbo 编码传输信道的第一或者第二校验位，经过无线帧划分后码块中的位总数不是 3 的整数倍时，才将在这些位补充到

第一序列中；一些用于格码终止的系统位、第一检验码位和第二校验码位。

第二序列包含：传输信道 Turbo 编码的全部第一校验码位，但是不包含那些为保持第一序列是 3 的倍数的那些第一校验码位；一些用于格码终止的系统位、第一检验码位和第二校验码位。

第三序列包含：传输信道 Turbo 编码的全部第二校验码位，但是不包含那些为保持第一序列是 3 的倍数的那些第二校验码位；一些用于格码终止的系统位、第一检验码位和第二校验码位。

第二个序列和第三个序列应该保持相同的长度。打孔只在第二、第三序列中进行。位划分功能对于未编码的传输信道、卷积编码的传输信道以及 Turbo 编码的传输信道的重复是透明的。

速率匹配的参数根据 RV 参数 S 和 R 的值（见表 9-5）来决定。

表 9-5 E-DCH 中的版本参数

E-DCH 版本指示	S	R
0	1	0
1	0	0
2	1	1
3	0	1

参数 e_{plus}、e_{minus} 和 e_{ini} 根据 3GPP TS 25.222 的 4.5.4.3 节中的一般方法计算，下面是输入参数：

$N_{sys} = N_{p1} = N_{p2} = N_{e,j}/3$

$N_{data} = N_{e,data,j}$

$r_{max} = 2$ （对于 QPSK 和 16QAM）

HARQ 位收集与 HS-DSCH 采用的方法相似，具体方式可参考 3GPP TS 25.222 中的 4.5.4.4 节。

5. 位扰码

传输信道复用模块的输出位在位扰码器里进行扰码。输入扰码器的位定义为 $h_1, h_2, h_3, \cdots, h_S$，其中 S 表示输入位扰码器的总位数，同时也等于 CCTrCH 上的总位数。扰码后输出的位定义为 $s_1, s_2, s_3, \cdots, s_S$。

位扰码根据下面的公式定义：

$s_k = h_k \oplus p_k$ ， $k = 1, 2, \cdots, S$

p_k 是根据下面的操作获得的结果：

$$p_k = \left(\sum_{i=1}^{16} g_i \cdot p_{k-i}\right) \bmod 2 \text{；} p_k = 0\text{，} k < 1\text{；} p_1 = 1\text{；} g = \{0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,1,0,1,1,0,1\}$$

6. E-DCH 交织

E-DCH 的交织方式与 HS-DSCH 相同。TDD 模式下的交织是在一个 TTI 中完成的，图 9-18 中表示的是采用 QPSK 调制方法的交织方式，图 9-19 表示的 16-QAM 调制下的交织方式。块交织的输入位定义为 $s_1, s_2, s_3, \cdots, s_R$，其中 R 表示一个 TTI 内的位数目。

采用 QPSK 的情况下，交织采用块交织，包含对矩阵输入位的填充、矩阵列间交换以及对矩阵输出位的修剪。块交织的输出将根据下面的步骤进行。

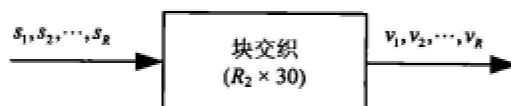


图 9-18 QPSK 调制 E-DCH 交织器结构

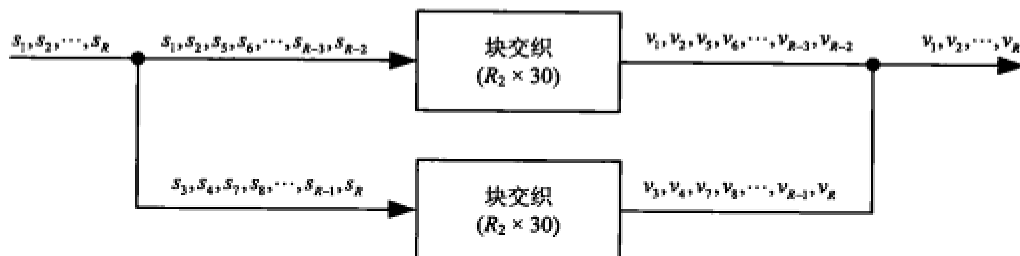


图 9-19 16-QAM 调制 E-DCH 交织器结构

（1）矩阵的列数最多为 30，矩阵编号从左至右为 0，1，2，…，29。

（2）矩阵的行数 R_2，R_2 为满足 $R \leqslant 30 \times R_2$ 的最小整数。行数编号从上至下为 0, 1, 2, …，(R_{2-1})。

（3）输入位序列 $s_1, s_2, s_3, \cdots, s_R$ ，按行输入到 $R_2 \times 30$ 的矩阵中。

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & \cdots & y_{30} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & \cdots & y_{60} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{30(R_2-1)+1} & y_{30(R_2-1)+2} & y_{30(R_2-1)+3} & \cdots & y_{30 \cdot R_2} \end{bmatrix}$$

其中 $y_k = s_k$ ，$k = 1, 2, \cdots, R$ ，如果 $R < 30 \times R_2$ ，在 $k = R+1,\ R+2,\ \cdots,\ 30 \times R_2$ 的位置填充哑位。哑位也即没有任何意义的填充位，在矩阵按列输出的时候会被删除。

（4）根据表 9-6 中的样式 $\langle P_2(j) \rangle_{j \in \{0,1,\cdots,29\}}$ 对矩阵进行列间交换。其中 $P_2(j)$是第 j 列原来的位置。经过交换后获得的位定义为 y'_k。

$$\begin{bmatrix} y'_1 & y'_{R_2+1} & y'_{2 \cdot R_2+1} & \cdots & y'_{29 \cdot R_2+1} \\ y'_2 & y'_{R_2+2} & y'_{2 \cdot R_2+2} & \cdots & y'_{29 \cdot R_2+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y'_{R_2} & y'_{2 \cdot R_2} & y'_{3 \cdot R_2} & \cdots & y'_{30 \cdot R_2} \end{bmatrix}$$

表 9-6 交织中的列间交换样式

矩阵的列数	列间交换样式 < $P_2(0)$, $P_2(1)$, …, $P_2(C_2-1)$ >
30	<0, 20, 10, 5, 15, 25, 3, 13, 23, 8, 18, 28, 1, 11, 21, 6, 16, 26, 4, 14, 24, 19, 9, 29, 12, 2, 7, 22, 27, 17>

（5）块交织的输出为经过列交换后的矩阵按列读出获得的序列。检测并删除哑位，即将对应 $k > R$ 的 y_k 的位 y'_k 从输出中移除。交织后的位定义为 $v_1, v_2, v_3, \cdots, v_R$。

16QAM 则采用两个交织器并行工作，这两个交织器与之前介绍的 QPSK 交织器相同。交织器的参数 R_2 为满足 $R \leqslant 60 \times R_2$ 的最小整数。扰码操作的输出位序列按对分开，分别输入到不同的交织器，也即第 s_k 位和第 s_{k+1} 位输入到第一个交织器中，第 s_{k+2} 位和第 s_{k+3} 位输入到第二个交织器，其中 $k \bmod 4 = 1$。处理后的位也是按对进行收集，v_k 和 v_{k+1} 从第一个交织器获得，

v_{k+2} 和 v_{k+3} 从第二个交织器获得，其中 $k \bmod 4 = 1$。

7. 16QAM 星座重排

该功能只适用于 16QAM 调制，对于 QPSK 调制该功能是透明的。根据表 9-7 中的方法可以采用不同的重置方式。输入的位序列按 4 个一组映射为 v_k、v_{k+1}、v_{k+2}、v_{k+3}，其中 $k \bmod 4 = 1$。

表 9-7 16 QAM 星座重排

星座版本参数 *b*	输出位序列	操　作
0	$v_k v_{k+1} v_{k+2} v_{k+3}$	不操作
1	$v_{k+2} v_{k+3} v_k v_{k+1}$	交换高位和低位
2	$v_k v_{k+1} \overline{v_{k+2} v_{k+3}}$	对低位进行求反
3	$v_{k+2} v_{k+3} \overline{v_k v_{k+1}}$	交换高低位，并对低位求反

表 9-7 中的输出序列也分为 4 个一组，r_k、r_{k+1}、r_{k+2}、r_{k+3}，其中 $k \bmod 4 = 1$。

星座版本参数 b 与 RSN 参数的关系参考表 9-8。

表 9-8 星座重排中 RSN 到参数 *b* 的映射

RSN	编码速率 ＜ 1/2	1/2 ≤ 编码速率
	b	*b*
0	0	0
1	2	3
2	3	0
3	1	1

8. E-DCH 的物理信道映射

物理信道映射的输入位定义为 $r_1, r_2, \cdots, r_R$，其中 $R = N_{\mathrm{e,data,j}}$，表示当前 TTI 内 E-PUCH 集合上传送的物理信道数据的位数。这些位将映射到物理信道上，$\{w_{t,p,j}: t = 1, 2, \cdots, T;\ p = 1; j = 1, 2, \cdots, U_t\}$，其中 t 表示时隙指示，T 表示相关信息占用的时隙数，j 表示物理信道位指示，U_t 表示 E-PUCH 在时隙 t 内的位数。时隙指示 t 随着时隙数的增加而增加，物理信道位指示 j 随着单位时间内物理信道位的增加而增加。

输入位 $r_1, r_2, \cdots, r_R$ 根据下面的原则映射到物理信道位 $w_{t,p,j}$ 上。

当 $j = 1, 2, \cdots, U_1$ 时，$w_{1,1,j} = r_j$。

当 $j = 1, 2, \cdots, U_2$ 时，$w_{2,1,j} = r_j$。

⋮

当 $j = 1, 2, \cdots, U_T$ 时，$w_{T,1,j} = r_{j + \sum_{t=1}^{T-1} U_t}$

9. E-PUCH 扩频与调制

E-PUCH 支持 QPSK 和 16QAM 调制。星座调制方式与参考文献[7]中支持的方法相同。

E-PUCH 的扩频采用参考文献[7]中的一般原则，复值符号经过下列过程进行复用：码字专属的复用器，信道化码扩频序列（OVSF），小区专属的扰码序列。

9.4 相关信令和流程

TD-SCDMA HSUPA 中比较关键的信令信息主要与 HARQ 控制和基于 Node B 的调度控制

相关。HARQ 信令主要与 E-UCCH 信道相关。与 Node B 调度相关的信息主要在 MAC-e PDU 头、E-RUCCH 以及 E-AGCH 中传递。

9.4.1　HARQ 的控制信令

TD-SCDMA 引入 E-UCCH 承载上行信令，以支持与 HARQ 相关的处理。对于 E-UCCH 信道，其传输时间间隔为 10 ms。E-UCCH 承载的与 HARQ 相关的上行信令包含以下参数：HARQ 进程号（占用 3 bit），重传序列号（RSN，占用 2 bit）。

由高层定义的 HARQ 相关参数主要有时隙数 $n_{\text{E-HICH}}$ 和 HARQ 进程数目。其中 HARQ 最多有 4 个进程，无论是调度传输或是非调度传输。$n_{\text{E-HICH}}$ 的基本单位是时隙，是 E-DCH 中上一个活动时隙的起始时刻到 E-HICH 上 ACK/NACK 发射时刻的时隙间隔，该时隙数由高层设置，取值在 4~15 之间。在一个 E-DCH 进行发射后，UE 会在某个时间点后在 E-HICH 上获得发送确认信息，即表示接收端收到了数据，这个时间点等于上一个 E-DCH 活动发起的时隙加上 $n_{\text{E-HICH}}$ 个时隙。图 9-20 中给出了参考示例，该图中并未考虑 DwPTS 和 UpPTS 时隙。

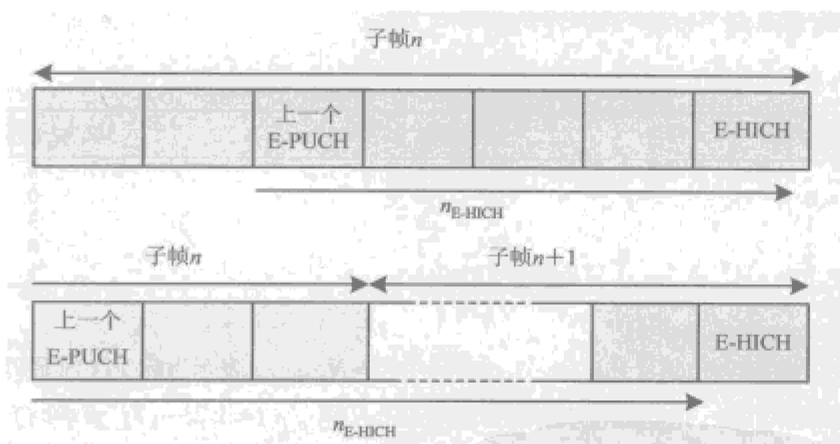


图 9-20　变量的 $n_{\text{E-HICH}}$ 的例子

为了指示 HARQ 传输的冗余版本（RV，Redundancy Version）以及辅助 Node B 的软缓存管理，UE 向 Node B 发送 2 bit 的重传序列号（RSN）。重传序列号的值由高层根据相关 HARQ 进程传输数目设定。表 9-9 给出了初始传输和重传的 RSN 值。

表 9-9　初始传输和重传的 RSN 值

传输数目（n）	RSN 值
0（初始传输）	0
1	1
2	2
≥3	2+（n mod2）

允许使用的 RV 与传输的 RSN 相关联。如果能正确获取 RSN 信息，Node-B 总是能够确定正确的 RV 参数。在 E-DCH RV 指示和 s/r 参数之间采用的映射与 FDD E-DCH 上的类似，如表 9-10 所示。

表 9-10 RV 和用作速率匹配的 *s*/*r* 参数之间的映射关系

E-DCH RV 指示	*s*	*r*
0	1	0
1	0	0
2	1	1
3	0	1

星座重排参数与 RSN 之间的关系如表 9-11 所示。

表 9-11 RSN 和用作码道的 *b* 参数之间的映射关系

RSN	编码速率小于 1/2	1/2 小于等于编码速率
	b	*b*
0	0	0
1	2	3
2	3	0
3	1	1

除了与 RSN 相关联以外，E-DCH 传输的 RV 也与 E-DCH 传输的码道速率有关。如表 9-12 和表 9-13 所示。

表 9-12 RSN 和用作 QPSK 的 E-DCH RV 指示之间的关系

RSN	编码速率小于 1/2 E-DCH RV 指示	1/2 小于等于编码速率 E-DCH RV 指示
0	0	0
1	2	3
2	0	2
3	2	1

表 9-13 RSN 和用作 16QAM 的 E-DCH RV 指示之间的关系

RSN	编码速率小于 1/2 E-DCH RV 指示	1/2 小于等于编码速率 E-DCH RV 指示
0	0	0
1	0	3
2	2	1
3	2	2

考虑到 CC（Chase Combining）的简单特性，UE 可以根据表 9-12 和表 9-13 的映射关系来确定 RV 指示和 RSN。如果有高层信令指示，那么对于所有独立于 RSN 值的传输 E-DCH，RV 指示均为 0。

9.4.2 与 Node B 调度相关的上行信令操作

当 UE 要从 Node B 获得资源时，上行传输的调度信息中要包含调度请求。这些调度信息通过映射到 E-DCH 上的逻辑信道来传输。E-DCH 和逻辑信道的映射关系由高层信令来配置。

UE 将向 Node B 提供用于调度的缓存信息和物理层信息。其中缓存信息包括有数据待发的且优先级最高的逻辑信道 ID（4 bit）、最高优先级的逻辑信道的缓存状态（4 bit）和总的缓存占

用情况（5 bit）。物理层信息主要包括通过对服务小区和邻小区的测量得到的路径损耗信息以及发射功率。

信令的调度和触发过程如下。当没有授权并且也没有数据进行发送时，UE 通过 E-RUCCH 向 Node B 发送缓存信息、物理层信息以及 E-RNTI。在 UE 被授权并且也有数据准备发送时，UE 利用 MAC-e PDU 向 Node B 发送缓存信息和物理层信息。

当 UE 正在从有授权向没有授权转换但仍有数据要发送时，引入计时器 T_WAIT 记录数据从缓存映射到 E-RUCCH 延时。T_WAIT 由 RRC 在无线承载设置请求（Radio Bearer Setup Request）中设置，默认为 8 个 TTI。UE 在授权过期前的最后一个 TTI 内在 E-PUCH 上发送数据时，T_WAIT 开始计时。

在 T_WAIT 超时前收到授权信息，则计时停止；若 T_WAIT 超时，则发起新的 E-RUCCH 传输，同时计时停止。

信令的传输和可靠性机制如下。传输中主要包含两种方案。一种方案是，缓存信息包含在 MAC-e PDU 中时，缓存信息与数据一同传输，因此传输和重传的资源由 Node B 的调度器进行分配。进行 HARQ 重传直到 UE 收到 ACK 指示或者达到最大传输次数。另一种方案是，缓存信息和物理层信息经过前向纠错编码后以适当的功率发送。发送过程在 E-RUCCH 上进行，但是该信道并不承载调度授权信息。前向纠错方式由物理层协议定义。如果没有收到绝对授权，UE 重发缓存信息和物理层信息。在这种情况下，TD-SCDMA 采用 T_RUCCH 计时器和最大传输次数 N_RUCCH 控制调度信息的重传。引入计时器的原因在于当 E-RUCCH 发送出去后，UE 并不知道缓存信息能否被正确收到以及什么时候收到。最大传输数目 N_RUCCH 用于防止过多的冗余传输。

T_RUCCH 和 N_RUCCH 由高层设置，相关操作如下。

（1）当总缓存量不为零或者 T_WAIT 超时时，UE 发送映射到 E-RUCCH 上的信息，T_RUCCH 开始计时，计数器设为 1。

（2）当收到授权的时候，T_RUCCH 停止，并且不会重启，计数器清零。

（3）当 T_RUCCH 超时时，如果计数器没有超过 N_RUCCH，就产生一个新的 E-RUCCH 传输（重启计数器和计时器）；如果计数器超过 N_RUCCH，那么 T_RUCCH 停止，计数器清零。

在下行方向上对于每个 UE，服务小区在每个传输时间间隔至多发送一个绝对授权。

9.4.3 Node B 调度相关的调度信令上行调度信息

为了使调度器能控制上行的小区间干扰，UE 应该能够从到服务小区和邻小区的路径损耗中获取信息辅助调度。这些信息包含在 MAC-e PDU 头中或者通过 E-RUCCH 传递给服务小区的调度器。在向 Node B 请求调度时，UE 需要通过 E-RUCCH 发送调度信息（SI）和 E-RNTI 信息。如果 UE 获得在 E-DCH 上发送信息的授权，那么可以在 MAC-e 头中包含调度信息。调度信息中包括以下信息。

SNPL：该信令表示到服务小区和到邻小区的路径损耗信息。在基于 RoT 控制的功率调度中，路径损耗信息是用来控制小区间干扰的必要信息。

UPH：UE 允许的最大发射功率，该参数与 $P_{e\text{-base}}$ 径损耗有关。该参数指示 UE 当前可用的剩余的发射功率。

TEBS：总的 E-DCH 缓存状态。该参数指示缓存的占用情况，通过查找映射表可以知道缓存剩余的字节数。

HLBS：最高优先级 MAC-d 流的缓存占用情况与 E-DCH 信道总的缓存占用情况的比值。

HLID：最高优先级的逻辑信道的 ID。根据高层指示的映射方案，该 ID 可以映射到给定的

调度优先级中。不同 ID 表征不同优先级。

9.4.4 E-AGCH 携带的信令信息

调度授权信息通过 E-AGCH 信道发送给 UE。对于每个用户，E-DCH 服务小区在一个 TTI 内在 E-AGCH 信道上最多发送一个绝对授权。E-AGCH 是 HSUPA 中新增加的下行控制信道，承载 Node B 分配给 UE 的物理资源和功率等消息，具体如下。

（1）功率授权（Power Grant）。E-AGCH 中的功率授权部分用于指示 E-PUCH 上每个资源块最大发射功率与 $P_{e\text{-}base}$ 的比值。在 TDD 中，分配给相同 UE 的全部时隙使用相同的时隙授权。通过这个参数，UE 可以检测每个 E-TFCI 的状态（阻塞或是可用）。

（2）物理资源授权（Physical Resource Grant）。物理资源的授权由码字部分和时隙部分共同定义。物理资源授权的码字部分指示采用的 OVSF 码树。为了简化操作，全部的时隙都采用相同的 OVSF 码，所以每个 E-AGCH 中只采用一个码字。物理资源授权的时隙部分指示高层分配了哪个时隙给 E-DCH 使用。E-DCH 使用的时隙数目可以由高层设置，但是单个小区一次最多使用 5 个时隙。

（3）E-RNTI 指示。由于 E-AGCH 是共享信道，需要标识指示当前的使用者，所以引入 E-RNTI。E-RNTI 的传输是为了方便用户区分哪些信息是发送给自己的。E-RNTI 占用 16 bit，并由高层分配。

（4）资源持续时间指示（Resource Duration Indicator）。资源持续时间指示（RDI）告知每次资源授权的使用时间，以降低调度授权的频率。该信令为可选项。UTRAN 可以分别为各个小区在 E-AGCH 上设置 RDI。授权使用的 TTI 数目和两次授权间隔的 TTI 数目均由高层设置。

（5）E-HICH 指示。E-HICH 指示用来告知 UE 在下一个调度周期中哪个 E-HICH 信道是用来传递传输确认信令（ACK/NACK）的。

（6）ECSN。E-AGCH 循环序列号，占用 3 bit，用于 E-AGCH 的功率控制。注意：当对 E-AGCH 信道使用外环功控时，将考虑 ECSN 参数。

9.5 TD-SCDMA HSUPA MAC 层技术

除了引入新的物理信道外，HSUPA 还在 MAC 层引入新的 MAC 实体[1]。相比于其他的协议层，HSUPA 对 MAC 层的影响最大，主要引入了 MAC-e 和 MAC-es 实体。MAC-e 同时在 UE 和 Node B 中实现，而 MAC-es 实体在 UE 和 SRNC 中实现，同时为辅助新功能的实现，还需要在各个实体间建立新的连接。

9.5.1 MAC 层复用

E-DCH MAC 层复用包含以下特点：

- MAC-e 层支持逻辑信道的复用；
- 每个 UE 可设置多个 MAC-d 数据流；
- 不同的 MAC-d 流可以复用到一个 MAC-e PDU 中；
- 一个 UE 最多可以复用 8 个 MAC-d 流；
- E-DCH 传输信道最多支持 16 个逻辑信道的复用。

9.5.2 UE 侧 MAC 结构

图 9-21 中表示的是 UE 侧 MAC 层的整体结构[8]，新增了 MAC-es/MAC-e 实体用于控制

E-DCH的接入。架构中还添加了MAC-d到MAC-es/MAC-e和MAC-es/MAC-e到MAC控制SAP（服务接入点）的连接。

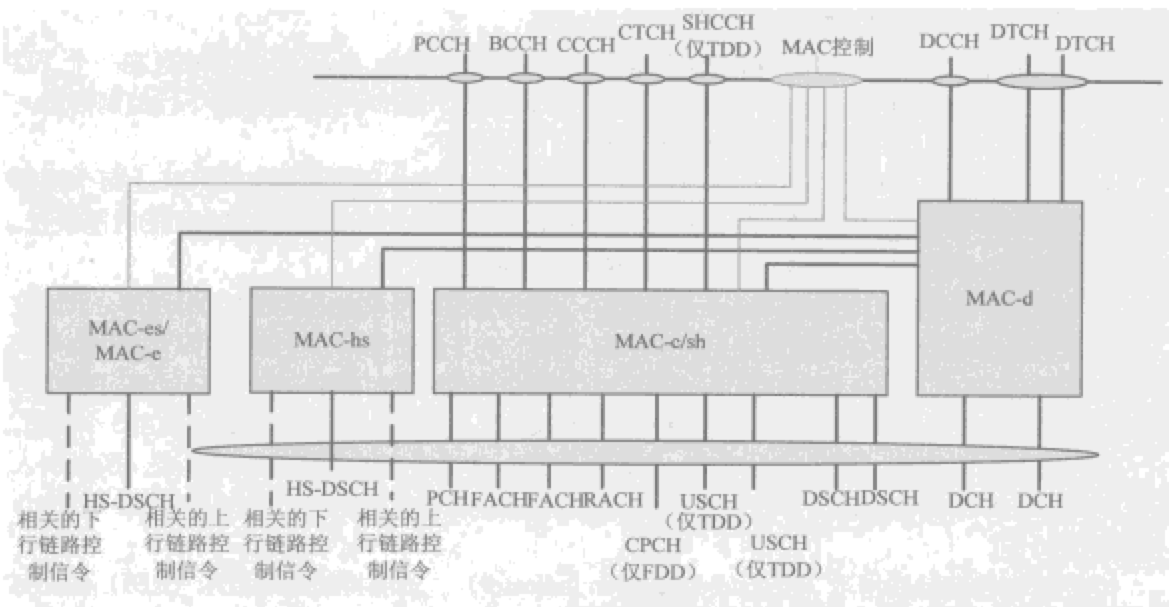


图 9-21 UE 侧 MAC 层结构

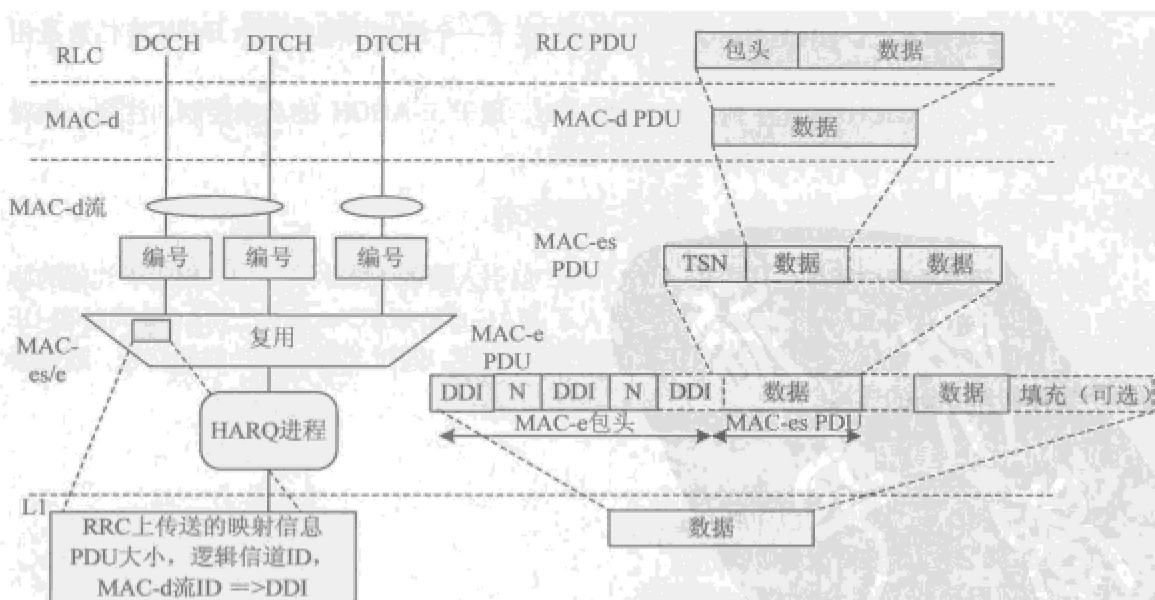


图 9-22 UE 侧 MAC 层交互工作的结构简图。左边表示功能划分，右边表示 PDU 结构

图 9-22 显示了 RLC PDU 通过逻辑信道进入 MAC-d 实体的过程，MAC-d C/T 实体被绕过。在 MAC-e 头中，DDI（Data Description Indicator）域占用 6 bit，指示所用的逻辑信道、MAC-d 流和 MAC-d PDU 的大小等信息。RRC 发送一个映射表格，使 UE 可以据此设置 DDI 值。N 域占用 6 bit，用于指示连续的且对应相同 DDI 值的 MAC-d PDU 的数目。DDI 域采用一个特殊的值表明 MAC-e PDU 中的剩余部分不再包含数据。TSN 域中包含每个 MAC-e PDU 的传输序列

号，MAC-e PDU 先被转交到 HARQ 实体，然后再传送到物理层为下一个时隙的发送做准备。

1. MAC-d 的详细结构

MAC-d 中添加了到 MAC-e/es 的连接，以支持 E-DCH。E-DCH 信道的引入对 UE 侧 MAC-c/sh 和 MAC-hs 实体没有影响。图 9-23 为 UE 侧 MAC-d 实体的详细结构。

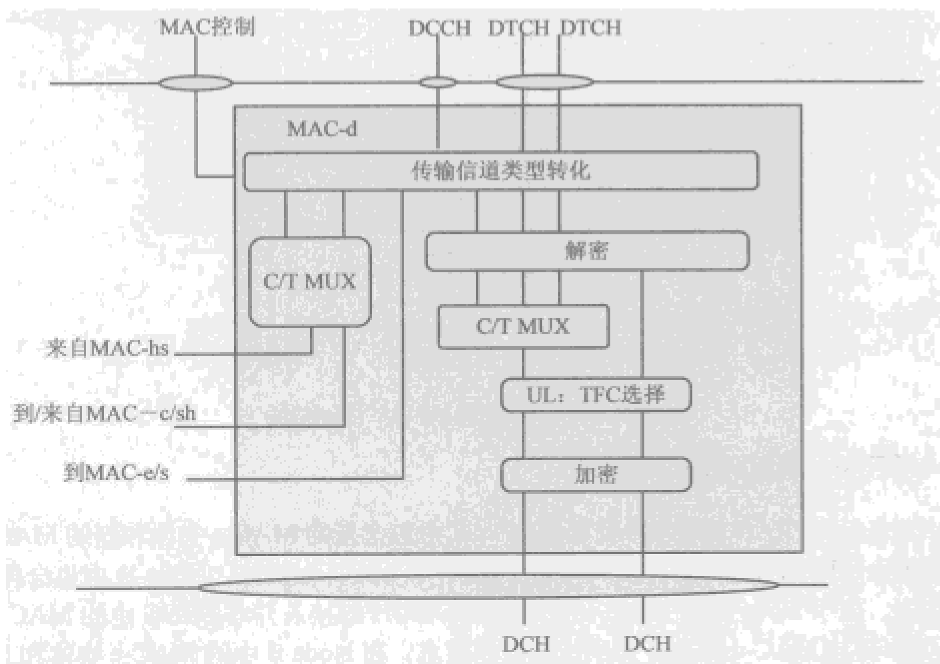


图 9-23 UE 侧 MAC-d 的详细结构

2. MAC-es/MAC-e 的详细介绍

MAC-es/e 主要用于处理 E-DCH 协议功能。在 UE 端，没有划分 MAC-e 和 MAC-es 的功能。MAC-e/es 包含以下实体。图 9-24 为 MAC-es/e 详细结构。

- HARQ 实体。HARQ 实体用于处理与 HARQ 协议相关的 MAC 层功能，主要负责存储 MAC-e 的有效负荷以及重传。RRC 通过 MAC 控制 SAP 对 HARQ 进行设置。HARQ 实体提供 HARQ 进程 ID、E-TFC、重传序列号以及物理层所要使用的功率指示。HARQ 传输的冗余版本可以根据 RSN 号在物理层得到。RRC 信令也可以配置 HARQ 实体在每一次传输都采用 RV=0。
- 复用实体。复用实体负责根据 E-TFC 将多个 MAC-d PDU 合并成 MAC-es PDU，然后将一个或者多个 MAC-es PDU 复用到一个 MAC-e PDU 中，等待在下一个 TTI 中进行传输。复用实体同时也负责管理和设置 MAC-es PDU 的 TSN，每个逻辑信道都有一个自己的 TSN。
- E-TFC 选择实体。该实体将根据调度信息（绝对授权）进行 E-TFC 的选择，并对映射到 E-DCH 上的不同数据流仲裁。RRC 通过 MAC-e 控制 SAP 实体并对 E-TFC 实体进行配置。E-TFC 选择实体也用来控制复用功能。
- 调度接入控制实体。调度接入控制实体主要用于路由相关的上行信令信息（调度信息），通过 MAC-e PDU 调度 E-DCH 资源，通过 E-RUCCH 分配非 E-DCH 资源。调度接入控制同时还负责获取和格式化在 MAC-e PDU/E-RUCCH 上传送的信息。其他的信令参数

如HARQ进程ID和E-TFCI也都由E-UCCH承载。

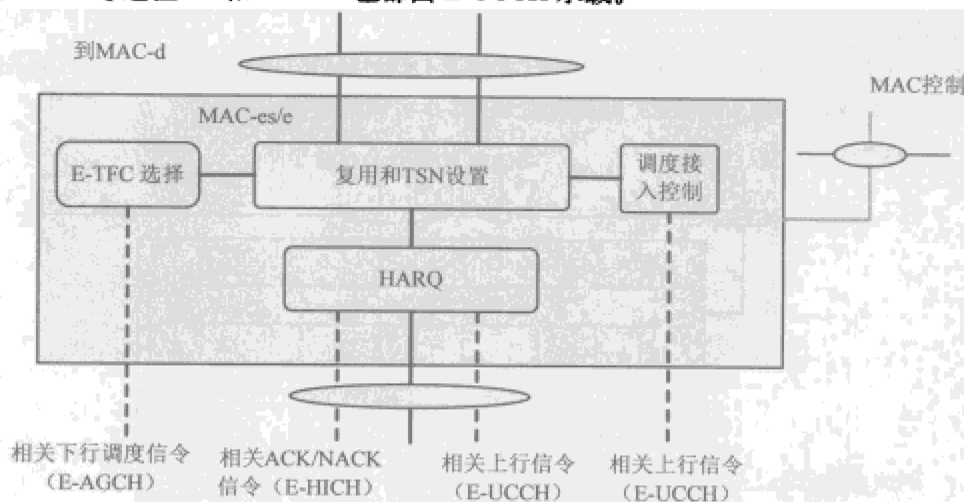


图9-24　UE侧MAC-es/e详细结构

9.5.3　UTRAN侧的MAC结构

图9-25表示UTRAN侧的MAC层结构[8]，其中包含新的MAC-e实体和新的MAC-es实体。对于每个使用E-DCH的用户，SRNC都会配置一个MAC-es实体，Node-B中也会再配置一个MAC-e实体。位于Node B的MAC-e实体控制E-DCH的接入并与SRNC中的MAC-es相连。MAC-es实体又与MAC-d相连。为了传递控制信息，在Node B中的MAC-e实体和MAC控制SAP之间以及MAC-es和SRNC中的MAC控制SAP之间，建立了新的连接。每个MAC-d流都有一个Iub传输承载（Iub transport bearer），即MAC-es PDU将携带来自相同MAC-d流的MAC-d PDU。

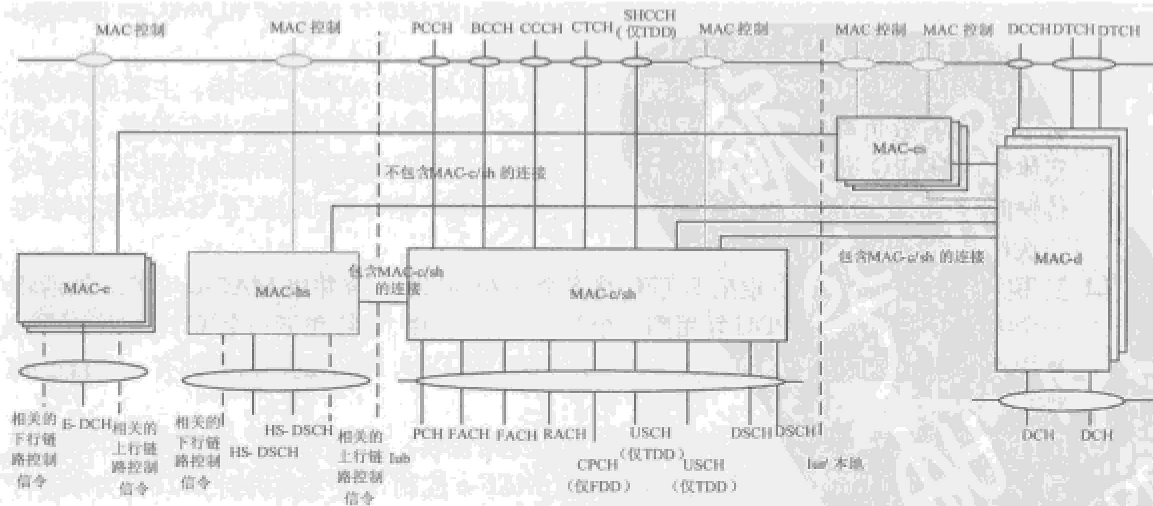


图9-25　UTRAN侧MAC结构

图9-26中表示MAC-e PDU由物理层进入MAC层，经过混合ARQ处理后，MAC-e PDU被解复用形成MAC-es PDU，然后形成一个或多个MAC-d流。SRNC向Node B提供DDI与

MAC-d 流和 MAC-d PDU 大小的映射。MAC-d 到 Iub 承载之间的映射也由 SRNC 定义。DDI 域中会包含一个特殊值以表明在 MAC-e PDU 的剩余部分中不再包含数据。MAC-es PDU 通过 Iub 发送到 MAC-es 实体。在 MAC-es 实体中，MAC-es PDU 会被分配到各个逻辑信道的重排序队列中。经过排序后，数据单元将被拆分，拆分后得到 MAC-d PDU 并将这些数据发送到 MAC-d 和 RLC 实体中。

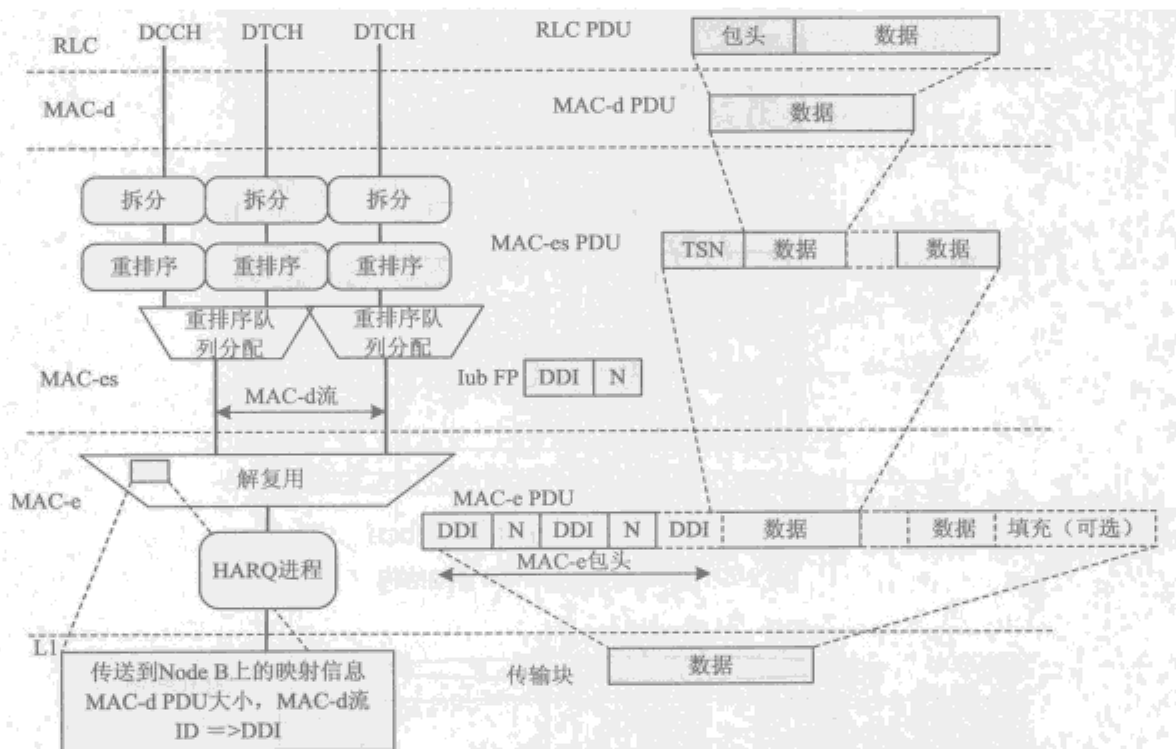


图 9-26 MAC 间通信的简化结构。左侧显示功能划分，右侧是 PDU 的分解

1. UTRAN 侧 MAC-d 的详细说明

为了支持 E-DCH，在原有的版本中引入了 MAC-d 到 MAC-es 的连接。E-DCH 信道的引入对 UTRAN 侧的 MAC-c/sh 实体和 MAC-hs 实体没有任何影响。UTRAN 侧 MAC-d 的详细结构可以参考图 9-27。

2. UTRAN 侧 MAC-es 的详细介绍

对于每个 UE，SRNC 中都存在一个与之对应的 MAC-es 实体。MAC-es 则作为一个单独的 MAC 子层位于 SRNC 中。MAC-es 子层处理 E-DCH 协议功能，这部分功能是 Node B 中的 MAC-e 实体没有覆盖到的。MAC-es 包含以下功能实体。MAC-es 详细结构见图 9-28。

- 重排序队列分配实体。重排序队列分配实体依据 SRNC 的设置，将 MAC-es PDU 路由到正确的重排序缓存中。
- 重排序实体。该实体根据接收到的 TSN 对 MAC-es PDU 进行重新排序。来自不同 MAC-d 的数据流在不同的队列中排序。每个逻辑信道对应一个重排队列。TSN 连续的 MAC-es PDU 被发送到拆分实体中。如果有较低 TSN 的 PDU 丢失，那么后续 PDU 将不会被发送到拆分实体中。重排序实体的数目由 SRNC 设置。其他的优化方案（如基于计时器的或者窗口的排序方案）与 SRNC 的具体应用方式有关，不会进行标准化。重排序实体还会检测和移除重复收到的 MAC-es PDU。

❑ 拆分实体。拆分实体负责拆分 MAC-es PDU。拆分 MAC-es PDU 时，首先去除 MAC-es 头，然后提取出 MAC-d PDU 并发送给 MAC-d 实体。

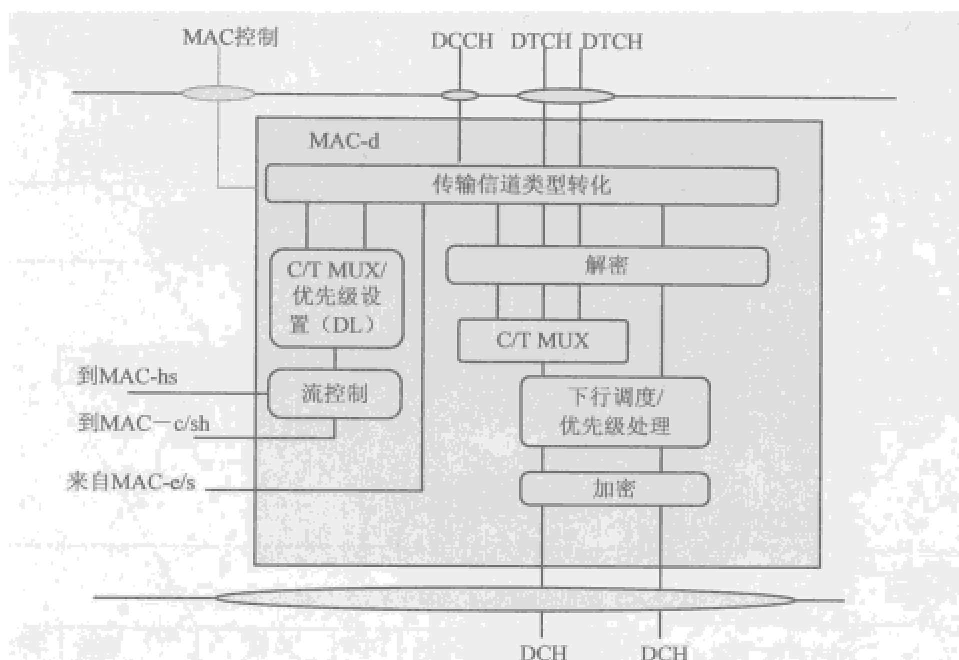


图 9-27 UTRAN 侧 MAC-d 详细结构

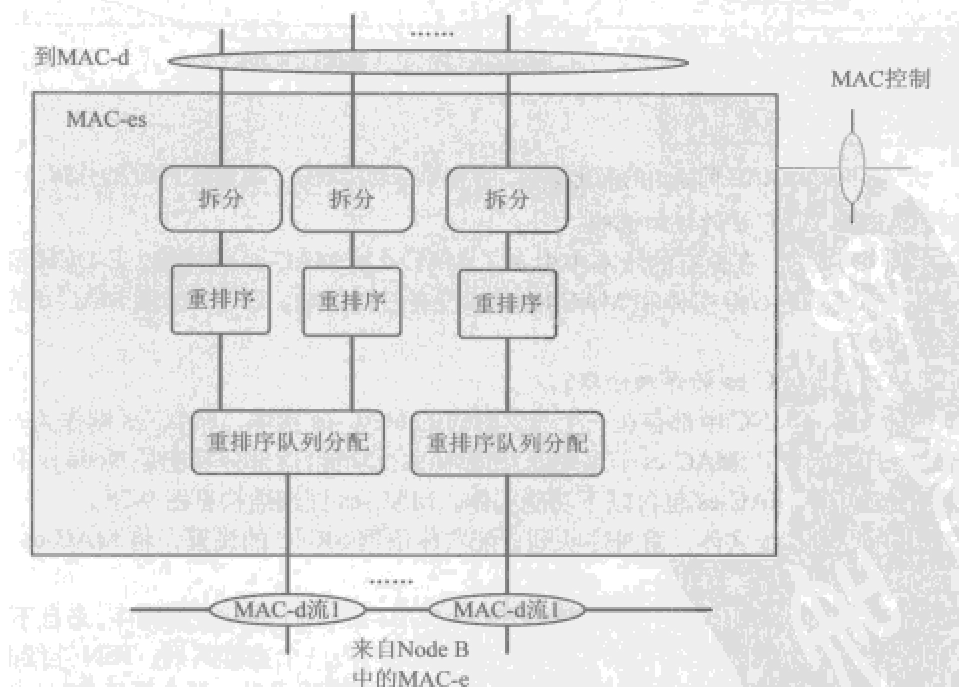


图 9-28 UTRAN 侧 MAC-es 详细结构

3. UTRAN 侧 MAC-e 的详细介绍

在 Node B 中对应每个 UE 都有一个 MAC-e 实体，同时还包含一个 E-DCH 调度器。Node B

中的 MAC-e 和 E-DCH 调度器具有处理增强型上行链路协议的功能。MAC-e 实体包含以下功能实体。图 9-29 为 MAC-e 详细结构。

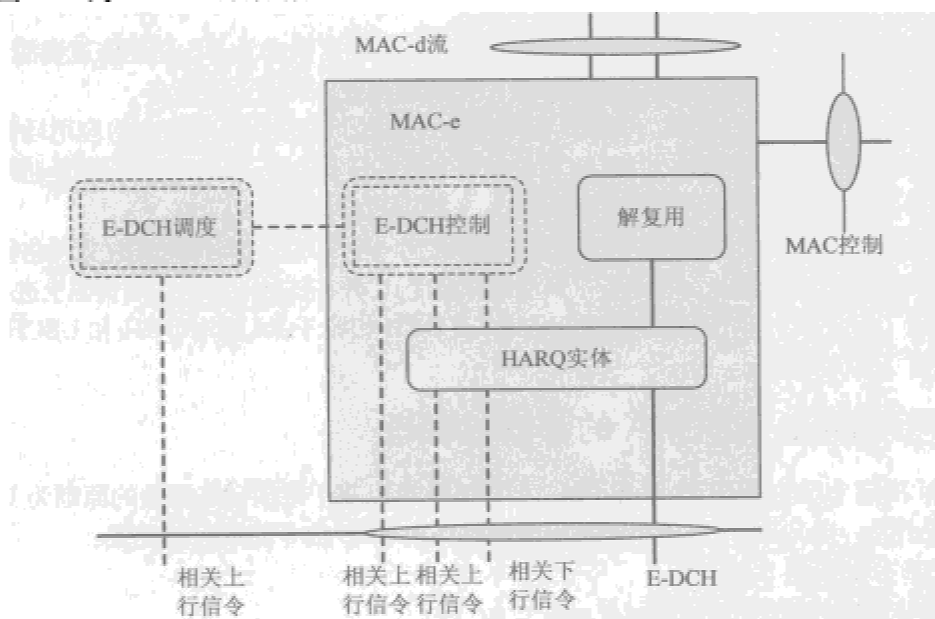


图 9-29 UTRAN 侧 MAC-e 详细结构

- E-DCH 调度实体。该实体控制 E-DCH 小区资源在 UE 间的分配。根据调度申请进行调度分配与发送。协议中规定了 E-DCH 调度的基本原则，但是具体实施方法并不会包含在协议中。
- E-DCH 控制实体。E-DCH 控制实体主要负责调度请求的接收和调度分配的传输。
- 解复用实体。该模块提供 MAC-e PDU 的解复用。解复用后 MAC-es PDU 会传送到相关的 MAC-d 流。
- HARQ 实体。该实体支持停止与等待 HARQ 协议的多重传输。每个传输被称为一个 HARQ 进程，每个进程会分别生成 ACK/NACK 指示，用于告知 MAC-e PDU 的状态。HARQ 实体处理所有 HARQ 协议请求的任务。

9.6 HSUPA 业务性能与 UE 能力

9.6.1 UE 类型

E-DCH 对 UE 来说是可选功能，支持 E-DCH 的 UE 划分为 5 种能力等级，见表 9-14。

表 9-14 E-DCH 物理层能力级别

E-DCH 能力级别	一个 TTI 内最大支持的 E-DCH 时隙数	一个 TTI 内最大可接收的传输信道位数
级别 1	2[1]	2754
级别 2	3[1]	4162
级别 3	3[2]	8348
级别 4	4[2]	11160
级别 5	5[2]	11160

1. 级别1和级别2的UE只支持QPSK。
2. 级别3、4、5的UE支持QPSK和16QAM。

9.6.2 系统提供的业务

E-DCH同时支持调度和非调度两种业务类型。

调度业务基于Node B的调度，由Node B根据UE的调度请求为UE分配信道资源和功率。调度业务适用于实时性要求并不高的应用场景，如背景类业务和交互类业务。

非调度业务由RNC分配资源，资源具有周期性，适用于实时性要求较高的应用场景，如高层信令、GBR业务。非调度传输与R4版本中专用信道的区别在于，E-DCH非调度业务物理层支持5 ms TTI，支持4通道并行的停等HARQ，支持16QAM调制。

E-DCH系统不支持调度和非调度业务数据的复用。当一个TTI中UE同时具有2种业务(调度、非调度）资源时，UE只能选择一种业务（调度或非调度)，并在该种业务对应的资源上进行传输。

由于采用了短TTI、高阶调制等物理层技术，E-DCH相比于R4版本DCH和USCH在业务峰值速率上有了较大的提升。

9.7 TD-SCDMA HSUPA的移动性管理

UTRAN决定UE的E-DCH服务小区，UTRAN可以基于最佳链路质量的原则为UE选择E-DCH服务小区。当E-DCH服务小区发生改变时，由RRC信令完成以下配置：

- ❑ 为UE分配新的E-RNTI；
- ❑ 分配非调度传输使用的资源；
- ❑ 配置调度传输所需的参数，非调度资源由切换后的服务小区Node B授权。

协议支持以下几种类型的服务E-DCH小区的改变：

- ❑ 同一Node B内的E-DCH小区间的变更；
- ❑ 同一RNC下不同Node B间的E-DCH小区间的变更；
- ❑ 不同RNC下的E-DCH小区间的变更。

具有E-DCH能力的UE支持以下几种类型的切换：

- ❑ 从具有E-DCH能力的小区切换到另一个不具有E-DCH能力的小区；
- ❑ 从不具有E-DCH能力的小区切换到另一个具有E-DCH能力的小区。

9.8 TD-SCDMA HSUPA与WCDMA HSUPA比较

TD-SCDMA HSUPA采用的关键技术和WCDMA HSUPA的基本相同。两个HSUPA系统的差异主要因为应用到了不同的系统中，也即TD-SCDMA和WCDMA两个系统本身的差异所带来的。虽然采用几乎相同的关键技术，但是在干扰控制、调度过程以及HARQ方式上，两者还存在着一定的差异[9]。

9.8.1 干扰控制上的差异

在WCDMA HSUPA中，调度器位于Node B端，属于“分散”调度，也即各个小区间的调度是相互独立的。UE的上行信号受到来自小区内和小区间UE的干扰，而且在软切换的情况下，UE同时与多个基站进行通信。因此，需要在不同小区的调度器之间引入一种协调机制。于是，在WCDMA HSUPA中新增了一种物理信道，即相对分配信道E-RGCH，用于激活小区给UE的反馈指令，相对调整UE的最大传输速率，从而可以控制邻小区的干扰[10]。另外服务小区通过发送绝对授权指令指示UE的最大数据速率，以控制小区内的干扰。WCDMA HSUPA干扰控制机制如图9-30所示。

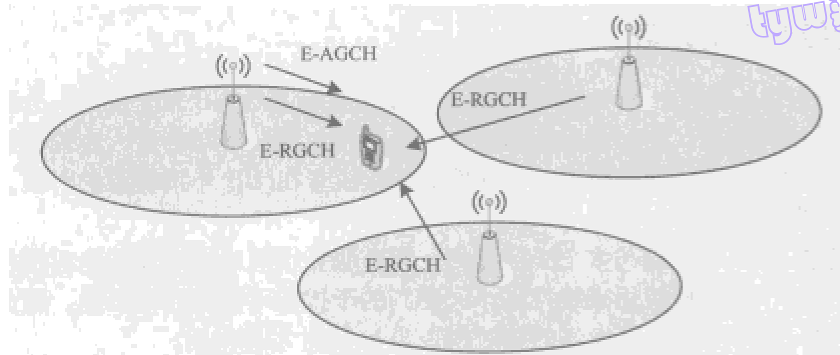


图 9-30 WCDMA HSUPA 干扰控制机制

与 WCDMA 不同的是，TD-SCDMA 系统中，接收端通过智能天线、联合检测等技术可以消除绝大部分的小区内干扰，所以干扰主要由小区间干扰决定。而且对于 TD-SCDMA 系统，并没有要求软切换，相应的 UE 端也没有必要支持接收多小区的下行控制信令，如 E-RGCH。因而，在 TD-SCDMA 上行增强技术中，没有沿用 WCDMA 中控制小区间干扰的办法。在设计 TD-SCDMA 系统 HSUPA 干扰控制时需要考虑以下两个条件：

- Node B 接收器不需要检测小区外的 UE；
- UE 不需要接收非服务小区的指令。

TD-SCDMA HSUPA 控制小区间干扰的办法如下。

- UE 通过对服务小区和邻小区 P-CCPCH RSCP（接收到的信号码功率）的测量以及系统提供的相关 P-CCPCH 的参考功率，计算 UE 到服务小区和邻小区的路径损耗，并通过相关的上行信令信道反馈给服务小区的调度器。调度器利用 UE 的反馈信息给 UE 发送绝对分配信息，控制小区间的干扰水平。
- RNC 的 RRM（无线资源管理）功能负责给每个调度器指定一个其他小区所能允许的干扰值，该值根据负载情况及时调整。各个小区的负载情况由 Node B 测量后告知 RNC。

TD-SCDMA 上行链路系统小区间干扰控制机制如图 9-31 所示，其中 λ_i 表示 UE_i 到服务小区和邻小区的路径损耗比值。

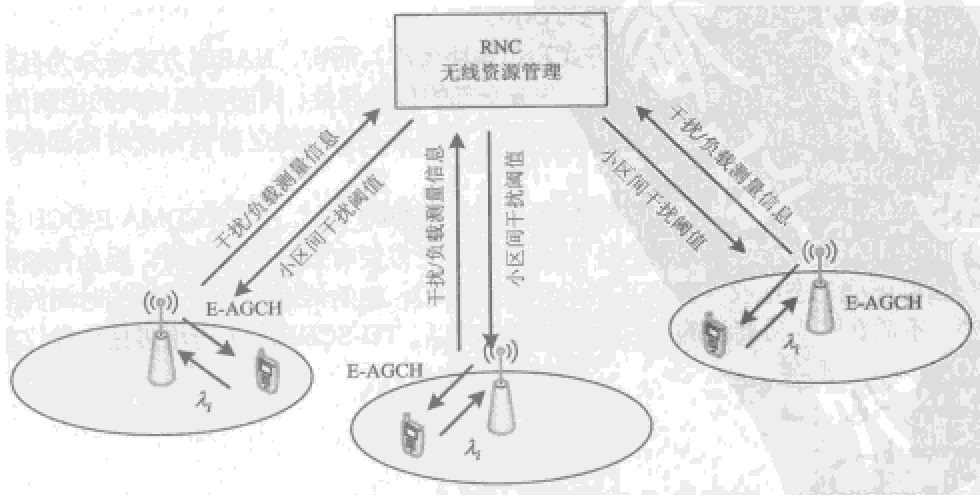


图 9-31 TD-SCDMA HSUPA 干扰控制机制

9.8.2　调度控制上的差异

WCDMA HSUPA 系统中 Node B 通过发送调度授权信息给 UE 分配资源。分配信息主要分为两种，一种是绝对授权，另一种是相对授权。绝对授权限制终端的最大传输速率，应用于资源大量分配但同时分配不频繁的情况，如在建立连接或者在 UE 申请资源的时候。相对授权指示用来更新 UE 的资源分配。

进行软切换的时候，终端与多个小区通信。只有服务小区对终端发送绝对授权，非服务小区只发送相对授权，相对授权用来维持本小区受到的干扰在可接受的范围内。服务小区也发送相对授权，但是只在非服务小区发送的相对指令为 hold 时才起作用。

TD-SCDMA HSUPA 的调度由 Node B 发送调度授权给 UE 分配资源，但是分配指令只有服务小区的绝对授权。TD-SCDMA HSUPA 与 W-CDMA HSUPA 的这个区别是由于两者采用不同的干扰控制和切换控制方法。TD-SCDMA 系统中调度只受服务小区控制，服务小区只给定 UE 一个最大的传输速率。但是在时变的无线传输环境中，仅有绝对授权的信息是无法控制系统的干扰的，所以还需要引入其他的信息将干扰水平控制在可接受的范围内。UE 可以同时检测服务小区和非服务小区的路径损耗作为控制干扰的辅助信息。

9.8.3　HARQ 方式上的差异

HARQ 方式的选择主要是同步和异步 HARQ 的选择以及自适应和非自适应传输的选择。在 WCDMA 上行增强技术中采用的是同步 HARQ。同步 HARQ 的主要好处就是节省了控制信令开销，不需要表示 HARQ 处理序号，而且在 FDD 上行增强技术中，仅仅通过 2 bit RSN 就可表示 RV 信息和新数据指示符信息。但是对于 TD-SCDMA 系统来说，使用同步 HARQ 会有冲突。因为在上行链路中，对于 TD-SCDMA 系统，所有的 UE 共享时隙和 OVSF 码，不像 WCDMA 系统，每一个 UE 都分配一个惟一的扰码。如果对于一个 UE，Node B 反馈的 ACK 被错误地解码成 NACK，那么就需要在后面帧的相同时隙和码资源中进行重传，与此同时，调度器完全有可能将此资源分配给其他 UE，从而造成冲突。而且，HSUPA 通过使用非调度传输模式支持 GBR（保证比特率）业务，为了满足这种需求，对于 TD-SCDMA 系统，时隙和信道化码要周期性地预留一部分。因而，如果采用同步重传，在调度传输和非调度传输之间会造成冲突，所以 TD-SCDMA 上行增强技术建议采用异步 HARQ。

就传输属性（如资源分配、调制方式和传输块大小）而言，HARQ 方式被分为自适应和非自适应两种。自适应是指在重传中改变一些或全部的传输属性，因而需要相关的控制信息支持。非自适应是指如果在重传时需要改变传输属性，就要在初始传输之前告知发射器和接收器，因而不需要相应的控制信令支持。

在 WCDMA HS-DSCH 中采用的是自适应异步 HARQ 方式，而 WCDMA E-DCH 采用的是非自适应同步 HARQ 方式。采用异步 HARQ 能够更方便有效地进行调度，因为传输属性可以随着无线链路环境动态地改变。而且对于异步 HARQ，初始传输和重传之间的时间间隔很长也不可预测，不适合事先协商好的非自适应传输，所以，TD-SCDMA 上行增强技术建议采用自适应 HARQ。

参考文献

[1]　3GPP TR 30.302 1.28 Mcps TDD enhanced uplink: RAN WG2 Stage 2 decisions.

[2]　赵绍刚，周兴为等. HSDPA 技术及其演进——HSUPA 与 HSPA+. 人民邮电版社，2007.

[3] 3GPP TR 25.804 Feasibility study on uplink enhancements for UTRA TDD.
[4] 彭木根，王文博等. TD-SCDMA 移动通信系统. 机械工业出版社，2007.
[5] 3GPP TR 25.827 1.28 Mcps TDD enhanced uplink，Physical layer aspects.
[6] 3GPP TS 25.222 Multiplexing and channel coding (TDD).
[7] 3GPP TS 25.223 Spreading and modulation (TDD).
[8] 3GPP TS 25.321 Medium Access Control (MAC) protocol specification.
[9] 张京，游思晴等. TD-SCDMA 上行增强技术的研究. 电信科学 2006 年第 11 期.
[10] Harri Holma, Antti Toskala. HSDPA/HSUPA for UMTS. JOHN WILEY & SONS, LTD. 2006.



第10章　TD-SCDMA的进一步演进

多媒体业务需求不断增长，人们不再满足于语音和低速数据业务，对移动终端的速率要求越来越高，希望它能与固定终端媲美。因此蜂窝移动通信系统需要向更高传输速率、更大吞吐量和更高频谱利用率方向发展。TD-SCDMA 的初期设计目标是，静止状态下能提供峰值速率 2 Mbit/s 的服务，低速移动状态下能提供峰值速率 384 kbit/s 的服务。虽然后期有了高速分组演进系统 HSPA，但峰值速率也只能达到 10～20 Mbit/s，显然不能满足人们对高速多媒体业务的需求。与此同时，随着正交频分复用（OFDM，Orthogonal Frequency Division Multiplexing）和多入多出（MIMO，Multiple-Input Multiple-Output）天线[1]技术的兴起，以 OFDM 技术为核心的 WLAN、WiMAX，IEEE 802.20、UMB 等无线系统的出现，传统的以 CDMA 体制为核心的 3G 系统（包括 HSPA）已无法与之匹敌。为了应对来自 OFDM 技术的挑战，特别是 WiMAX 技术，3GPP 提出了对目前 3G 标准的长期演进（LTE，Long Time Evolution），希望峰值速率能达到 100 Mbit/s 以上。

自 2004 年 11 月启动 LTE 项目以来，3GPP 以频繁的会议全力推进 LTE 的研究工作，仅半年就完成了需求的制定。整个演进研究过程分为研究阶段（SI，Study Item）和工作阶段（WI，Work Item）。2004 年 12 月份到 2006 年 6 月为研究阶段，2006 年 6 月到 2007 年 6 月为工作阶段，完成 LTE 的标准化工作。但由于一些问题没有解决，研究阶段推迟到 2006 年 9 月才结束。从 LTE 的标准化进程来看，其初衷为第 3 代移动通信系统的演进，但由于其他技术的竞争，业务的需求和运营商的压力，其标准化进程实质为一场技术革命过程。与第 3 代移动通信系统相比，LTE 物理层在传输技术、空中接口协议结构层和网络结构等方面都发生了革命性的变化。按目前的计划，标准规范预计 2010 年左右可以商用。

同时很多移动运营商（特别是欧洲的运营商）已经部署了大量的 R4 版本的 3G 系统，并且 R5 和 R6 版本也在不停升级。而 LTE 是以 OFDM 技术为核心的，与当前的 CDMA 制式系统完全不兼容。为了应对人们对高速率的要求并使现有设备尽可能延长使用寿命，3GPP 在 2006 年又启动了一个新的研究项目：HSPA 的进一步演进和增强（HSPA Evolution），也称为 HSPA+，即在原有 HSPA 的基础上做小的修改，使得 HSPA+在相同频带下能达到或接近 LTE 的性能。

上述两个标准在 3GPP 中分别被定位为 R7 和 R8 版本。由于上述两个标准都还在制定中，本章主要介绍两个标准的一些关键技术和协议结构。根据两个标准版本的启动顺序，先介绍 LTE，再介绍 HSPA+。3GPP 的演讲过程见图 10-1。

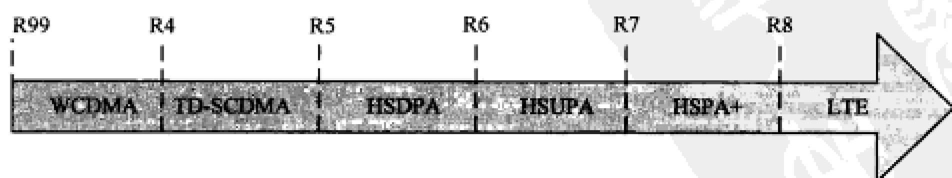


图 10-1　3GPP 的演进过程

10.1　OFDM 技术与 OFDMA 方式

LTE 与 HSPA 不一样，它采用全新的物理层传输技术和多址方式。下面介绍 LTE 所采用的

OFDM 传输技术以及 OFDMA 技术。

在移动无线信道中，信号从发射天线经过一个时变多径信道到达接收天线，会产生多普勒频移和多径效应。信道的多径效应会引起信号在时间上扩展并导致频率选择性衰落。随着用户速率的提高，这种多径效应越发明显并且越难处理。为了解决这个问题，可以引入多载波调制（MCM，Multi-Carrier Modulation）技术[2]。MCM 的基本思想是将串行发送的高速率数据流转变成组并行的低速率子数据流，并将这些低速率子数据流用若干个载波分别调制，实现数据的并行传输。这样使每个子载波上的数据传送速率降低，符号周期拉长，多径时延控制在符号周期内，降低了符号间的干扰。MCM 把一个宽带频率选择性信道划分成了 N 个窄带平坦衰落信道（均衡更简单），从而先天具有很强的抗无线信道多径衰落和抗脉冲干扰的能力，特别适合于高速无线数据传输。

多载波调制可以通过多种技术途径来实现：离散多音频调制（DMT，ADSL 的调制方式）、MC-CDMA、OFDM、编码 MCM 等。OFDM 相对于一般的多载波传输的不同之处在于，它允许子载波频谱部分重叠，只要满足子载波间相互正交，就可以从混叠的子载波上分离出数据信息。正是这个特性使得其频谱效率大大提高，因而 OFDM 是一种高效的调制方式。OFDM 对窄带干扰也有很好的抵抗力，因为窄带干扰只影响 OFDM 子载波很少的一部分，对于频率选择性信道，通过在子载波上使用纠错控制编码很容易就可以获得频率分集。还可以在 OFDM 符号之间插入保护间隔，令保护间隔大于无线信道的最大时延扩展，这样可以最大限度地消除多径带来的符号间干扰（ISI，Inter-Symbol Interference），而且如果采用循环前缀（CP，Cyclic Prefix）作为保护间隔，还可以避免多径带来的子载波间干扰（ICI，Inter-Carrier Interference）。

OFDM 和其他的技术相比，结构简单、成本较低、抗干扰能力强。特别是近年来大规模集成电路和 DSP 技术的发展，也为利用 IFFT 和 FFT 来快速实现 OFDM 的调制与解调提供了硬件基础。

10.1.1 OFDM 基本原理

一个 OFDM 符号由多个不同频率的子载波信号组合而成，可以表示为：

$$x(t)=\sum_{k=0}^{N-1}X(k)\exp(\mathrm{j}2\pi f_k t)g_{\mathrm{T}}(t),\quad g_T(t)=\begin{cases}1, & 0\leqslant t\leqslant T\\ 0, & \text{其他情况}\end{cases} \tag{10-1}$$

其中 $g_{\mathrm{T}}(t)$为符号传输波形，$X(k)$ 为第 k 个子载波上的传输符号，注意这里的传输符号不单指 0 和 1，还可以是调制后的复符号，比如 QPSK 或 QAM 调制后的符号。f_k 为第 k 个子载波的频率，N 为总的载波数，子载波在符号的传输时间 T 内满足以下正交关系：

$$\int_0^T \exp(\mathrm{j}2\pi f_k t)\exp(-\mathrm{j}2\pi f_l t)\mathrm{d}t=0,\quad \forall k\neq l \tag{10-2}$$

显然当 $f_k=\dfrac{k}{T}(k=0,\cdots,N-1)$时，即子载波间隔为符号持续时间的倒数的 k 倍时，它们满足上述正交关系。在接收端使用多个正交载波解调器组来实现对发送信号的解调，不考虑信道影响，接收信号为：

$$\hat{Y}(k')=\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\exp(-\mathrm{j}2\pi k't)\mathrm{d}t=X(k'),\quad k'=0,\cdots,N-1 \tag{10-3}$$

图 10-2 中给出了正交频分复用传输的系统框图。要传输的信号通过串并转换后，分别与不

同的载波调制，然后叠加起来成为一个信号在信道中传输。接收时，用不同的滤波器滤出不同频段的信号，然后做并串转换，得到原始信号。

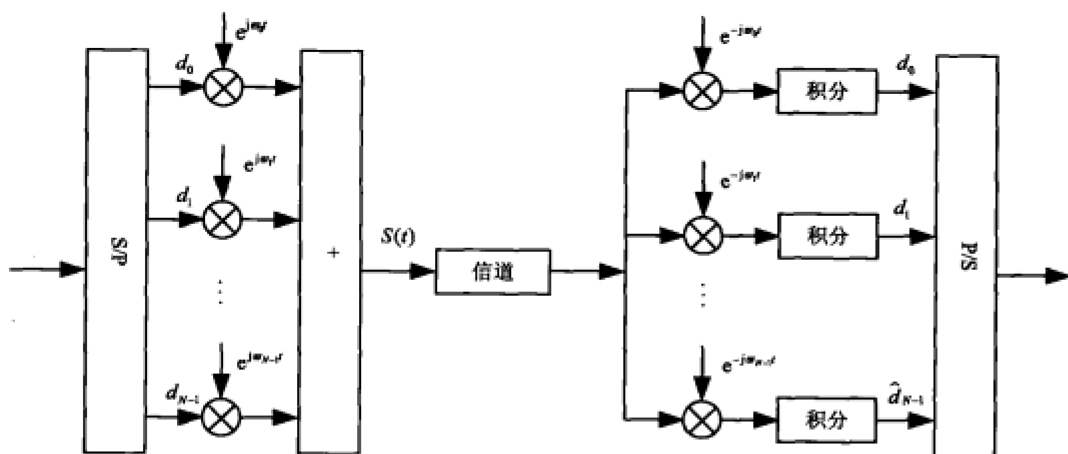


图 10-2 OFDM 系统基本模型框图

一般各子载波上的符号采用矩形波形传输，其频谱为 sinc 函数，则 OFDM 系统的频谱为一系列频谱搬移的 sinc 函数的叠加。如图 10-3 所示，几个子载波交叠在一起，但在频率的抽样时刻，是相互无干扰的。

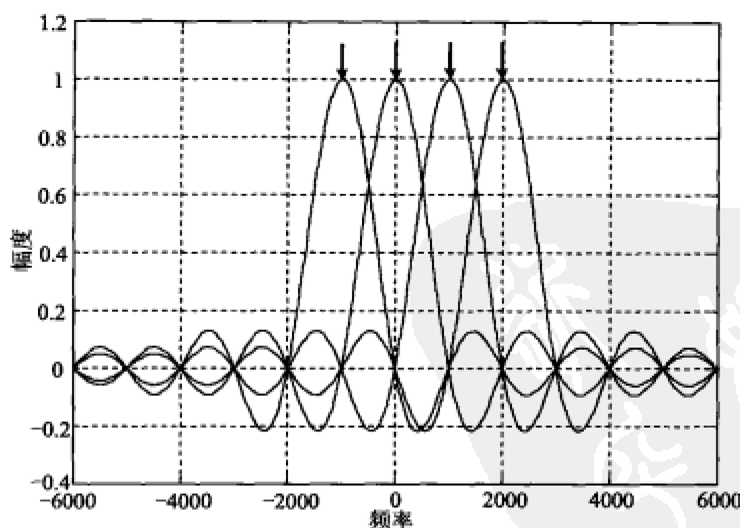


图 10-3 OFDM 信号的频谱

如果考虑 OFDM 信号的数字化，在符号时间 T 内以 T/N 为采样间隔进行采样，则符号周期 T 内得到 N 个采样值：

$$x(n)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}X(k)\exp\left(\mathrm{j}2\pi\frac{k\cdot n}{N}\right),\quad n=0,\cdots,N-1 \tag{10-4}$$

可以看出，时域 N 个采样值正是 N 个子载波上的调制符号的 IDFT 变换。类似地，接收端使用 DFT 变换实现多载波的分离和解调。

$$\hat{Y}(k') = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi \frac{k' \cdot n}{N}\right) = X(k'),\ k' = 0,\cdots,N-1 \tag{10-5}$$

这就是 OFDM 传输的的基带 DFT 实现原理。DFT/IDFT 可以采用快速算法 FFT/IFFT 来实现，增加了 OFDM 系统的实用性。

10.1.2 保护间隔

一般 OFDM 的符号持续时间远大于信道时延扩展，这样信道的时延扩展对 OFDM 符号造成的 ISI 干扰较小，但是仍然有一定的干扰，可以考虑在 OFDM 符号之间插入保护间隔（GI，Guard Interval），这个保护间隔大于无线信道的最大时延扩展，使得符号间完全无干扰。但是由于 OFDM 是多个正交载波符号并行传输，信道时延扩展会带来载波间干扰 ICI，导致子载波间不正交。图 10-4 表示插入空闲保护间隔在多径下引入了 ICI。

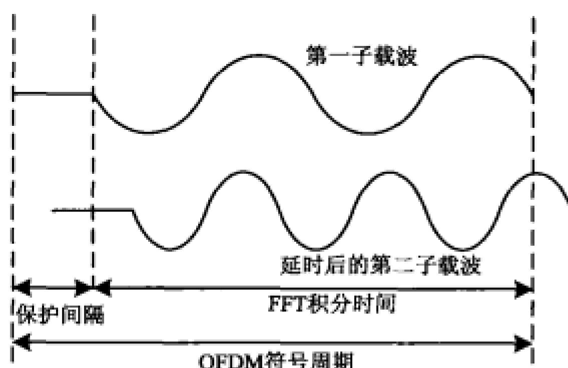


图 10-4 空闲保护间隔在多径下的 ICI

图 10-4 中延时后的第二子载波和未延时的第一子载波在 FFT 的积分时间内，积分不为零，这样载波间就不正交，引入了子载波间干扰 ICI。为了同时消除 ISI 和避免 ICI，一种基本方法就是在 OFDM 符号前面加入循环前缀 CP，所谓的循环前缀就是将 OFDM 符号内的尾部信号复制到 OFDM 符号的前面，并且这个副本的尾部信号长度大于信道的多径时延扩展。这样的带有 CP 的 OFDM 符号经过信道后，在接收端去掉循环前缀的数据，只对有用的符号内 OFDM 符号进行采样和 DFT 变换。这样就可以完成对前一个 OFDM 符号的隔离作用，同时保证各子载波之间的正交性，消除 ICI。如图 10-5 所示，第一子载波和第二子载波在 FFT 积分时间内，积分为零，仍然保持正交。

加入循环前缀的离散 OFDM 符号为：

$$x(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)\exp\left(\mathrm{j}2\pi \frac{k \cdot n}{N}\right),\ n = -N_G,\cdots,0,\cdots,N-1 \tag{10-6}$$

其中 n 的抽样点为循环前缀。考虑 OFDM 符号经过离散多径衰落信道，信道响应为：

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L_p-1} h_l \cdot \delta(n-l),\ n = 0,\cdots,N-1 \tag{10-7}$$

其中，L_p 为离散多径数，h_l 为第 l 径的复信道衰落因子，其幅度服从瑞利分布，相位位于 $0 \sim 2\pi$

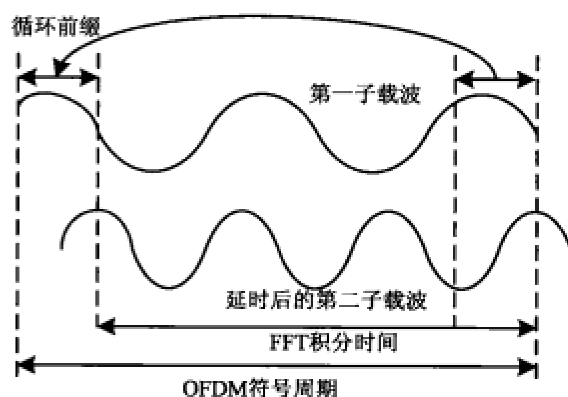


图 10-5　带有循环前缀的 OFDM 符号

均匀分布，并且多径能量归一化，即 $E\left[\sum_{l=0}^{L_p-1}|h_l|^2\right]=1$。在接收端理想同步后，去除保护间隔的接收信号为：

$$y(n)=x(n)*h(n)+w(n)=\sum_{l=0}^{L_p-1}h_l\cdot x(n-l)+w(n),\ n=0,\cdots,N-1 \tag{10-8}$$

其中 $w(n)$ 为复高斯白噪声，将接收信号采样并用 DFT 变换到频率，得到：

$$\begin{aligned}\hat{Y}(k')&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}y(n)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot n}{N}\right)\\&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}\left[\sum_{l=0}^{L_p-1}h_l\cdot x(n-l)+w(n)\right]\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot n}{N}\right)\\&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{l=0}^{L_p-1}h_l\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot n}{N}\right)\sum_{n=0}^{N-1}x(n-l)\exp\left[-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot(n-l)}{N}\right]+W(k')\\&=H(k')\sum_{n=0}^{N-1}X(k)\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\exp\left[-\mathrm{j}2\pi\frac{(k-k')\cdot(n-l)}{N}\right]+W(k')\\&=H(k')\sum_{n=0}^{N-1}X(k)\delta(k-k')+W(k')\\&=H(k')X(k')+W(k')\end{aligned} \tag{10-9}$$

其中：

$$H(k')=\sum_{l=0}^{L_p-1}h_l\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot n}{N}\right) \tag{10-10}$$

$$W(k')=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1}w(n)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\frac{k'\cdot n}{N}\right) \tag{10-11}$$

$H(k')$ 为第 k' 个子载波上的信道频率响应因子，$W(k')$ 为第 k' 个子载波上的高斯白噪声。可以看到，使用循环前缀之后，多径信道的线性卷积变为循环卷积。

当 CP 的长度大于信道的最大时延时，一方面 CP 起到了保护间隔的作用，可以完全消除由于信道的多径传播造成的 OFDM 符号间干扰，另一方面，从以上分析可以知道，DFT 的输出的信号项仅受到（子）信道的固定的衰减（$H(k')$），而不存在子信道间的干扰，即 CP 还起到了保持子载波间的正交性的作用，从而消除了载波间干扰（ICI）。

如果信道在一个 OFDM 符号内保持不变，那么在频率上，每个子载波上的信道等效为一个单径瑞利的衰落信道，因此信道均衡相当容易。频率均衡时，只需要补偿 $H(k')$，均衡器是一个一阶抽头滤波器。

10.1.3 OFDM 的优缺点

近年 OFDM 受到广泛关注，主要是 OFDM 系统具备适合宽带传输的优点所决定的。总结起来，OFDM 系统具有以下优点。

（1）OFDM 系统使用并行的正交多载波传送，子载波上的符号时间大大增加，减小了信道时延扩展造成的 ISI 影响。同时 OFDM 系统还使用大于信道时延扩展的循环前缀，可以完全消除 ISI，减小了均衡的复杂度。

（2）OFDM 系统使用交叠的正交多载波传输，频谱效率高。传统多载波传输为避免各个子载波的相互干扰，要求各子载波间有频谱隔离，这就浪费了频率，频谱效率不高。

（3）OFDM 系统可以使用基带 IFFT/FFT 处理来实现，降低了设备的复杂度。随着大规模集成电路的发展，OFDM 系统的载波数可以做到很大，如 8096。

（4）OFDM 系统各子载波上的调制方式可以灵活控制，通过动态调制方式可充分利用衰落小的子载波信道，避免使用深衰落子载波信道。

（5）OFDM 系统容易结合使用多种多址方式，如 OFDMA、OFDM-TDMA、OFDM-CDMA 等。

同时，由于 OFDM 系统的发送信号是多个子载波上的发送信号的叠加，所以 OFDM 系统有其固有的缺点。

（1）易受频率偏差和时变信道的影响，造成 ICI，限制了系统的性能。OFDM 系统要求各个子载波相互正交，如果收发端载波不匹配，子载波的正交性容易受到破坏，会产生 ICI，限制了 OFDM 系统在高信噪比下的性能。一般要求剩余载波偏移不超过 OFDM 系统子载波间隔的 2%，保证子载波上的载干比（CIR，Carrier to Interference Ratio）不小于 30 dB。

（2）OFDM 符号是多个子载波信号的叠加，当多个信号同相相加时，叠加信号的瞬时功率很大，远远超出信号的平均功率，导致高峰均比（PAPR，Peak to Average Power Ratio）的现象。PAPR 跟系统的发送子载波数成正比，高的 PAPR 对发送滤波器的线性范围要求很高，增加了系统设备的代价。如果放大器的动态范围不能满足信号的变化，会产生信号畸变和信号频谱泄漏，导致各子载波之间的正交性遭到破坏，系统性能下降。正是由于 PAPR 问题，在 LTE 上行中，考虑移动终端的功耗和器件的性价比，采用单载波的 SC-FDMA。

（3）使用循环前缀 CP 是 OFDM 系统中消除 ISI、避免 ICI 的一种有效方法，但是循环前缀本质是冗余信号，不携带有效信息，会使频谱利用率降低 20%以上，造成资源浪费。

目前，对于 OFDM 的研究主要集中在解决以上缺陷问题，已提出了很多改良措施，同时在系统设计方面避开 OFDM 系统的缺点，同时挖掘 OFDM 系统的优点，提高 OFDM 系统性能。

10.1.4 OFDMA 方式

正交频分多址（OFDMA，Orthogonal Frequency Division Multiple Access）本质上是频分多

址FDMA，每个用户只占用部分子载波，不同的是各个用户的数据不是单独发送的，而是以OFDM方式混合发送的，即通过IFFT把多个用户的频域信号转换成一个OFDM时域信号，如图10-6所示。

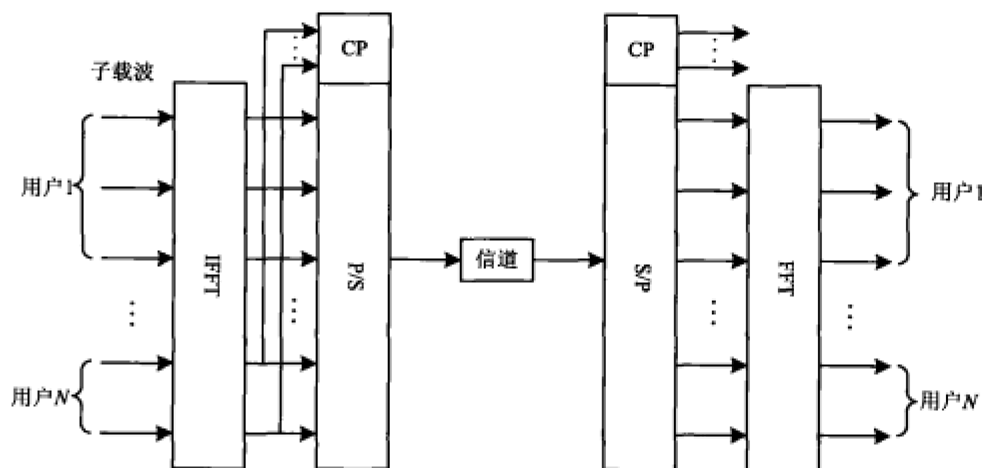


图10-6　OFDMA方式

每个用户根据带宽需求和信道状况，占用不同的子载波，然后以OFDM的方式混合起来，以时域的形式发送出去。接收端先把时域信号转换为频域信号，根据各个用户的信道占用情况，从各个子载波上接收数据。

10.2　LTE/SAE设计要求

LTE的研究阶段SI于2004年底开始，2005年6月完成了LTE需求的研究，形成了需求报告TR25.913[3]。在SI阶段，各工作组形成了TR25.814、TR25.813、TRR3.018等研究报告。各工作组的SI结论被收集在SI总技术报告TR25.912中。具体来说，RAN1负责结合需求报告TR25.913对物理层技术进行评估，其评估结果写入评估报告TR25.814。RAN2负责LTE MAC层技术和层三无线资源控制方面的研究，工作报告为TR25.813。RAN3负责层三协议、信令方面的研究，工作报告为TRR3.018。RAN4负责系统性能评估。

LTE既然是为了迎接WiMAX技术的挑战和迎合高速通信的潮流而制定的，就应有更高的标准。LTE的研究工作主要集中在物理层、空中接口协议和网络架构几个方面，前面两部分主要是接入部分，而网络架构方面的工作和3GPP系统架构演进（SAE，System Architecture Evolution）项目密切相关，主要侧重核心网的功能和结构演进，由TSG SA负责完成。3GPP的下一代演进LTE就是针对这两大部分提出了设计要求。

10.2.1　LTE E-UTRAN设计要求

在技术报告TR25.913中对接入层（E-UTRA，Evolved Universal Terrestrial Radio Access）和接入网（E-UTRAN，Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network）给出了7个方面的指标要求，如下所示。

1. 能力

能力包括峰值速率和延迟要求。

要求在更宽的频带内提供更高的峰值速率，比如在 FDD 中 20MHz 系统带宽时，在下行终端有 2 根接收天线、上行终端有 1 根发射天线的情况下，能同时提供 100 Mbit/s 的下行峰值速率和 50 Mbit/s 的上行峰值速率，对应频谱效率分别达到每赫兹 5 bit/s 和 2 bit/s。对于 TDD 系统，不要求同时满足以上的峰值速率要求。LTE 还支持系统带宽可变，但是峰值速率与之成比例。LTE 要求的频率效率大概是 3GPP R6 的 2~4 倍。

延迟要求分别从控制平面和用户平面来考虑。

要求更小的控制平面的延迟和更多的控制平面用户容量。比如从 R6 版本的空闲状态转换到激活状态的延迟要小于 100 ms，从 R6 版本的寻呼状态转换到激活状态的延迟要小于 50 ms。LTE 要求控制平面可以容纳更多的用户，比如在 5 MHz 的系统带宽下，处于激活状态的用户不低于 200 个，而处于寻呼和空闲状态的用户更多。

在轻负载情况下，用户平面的延迟小于 5 ms。

2. 系统性能要求

系统性能要求包括用户吞吐量、频谱效率、移动性、覆盖范围和多媒体广播多播业务的支持性。

与两收一发的 R6 版本的 HSPA 终端相比，要求考虑平均吞吐量和 5%用户（边缘小区用户）的吞吐量，具体见表 10-1。

表 10-1 LTE 的性能及频谱效率

性能测试	下行（与 R6 相比）	上行（与 R6 相比）
平均用户吞吐量（每兆赫兹）	3~4 倍	2~3 倍
小区边缘用户吞吐量（每兆赫兹）	2~3 倍	2~3 倍
频谱利用率	3~4倍	2~3倍

移动性支持主要指对终端的移动速度支持程度。终端的移动速度在 0~15 km/h 时，系统能提供极限性能。当移动速率为 15~120 km/h 时，能获得较高的数据传输。当移动速度在 120 km/h 时，系统仍能高性能地服务。在移动速度大于 120 km/h 时，仍能保证连接。最大支持 350 km/h 的移动速度。

覆盖范围要求：对于半径为 5 km 的小区，可以达到系统的极限性能；对于半径为 30 km 的小区，系统性能会降低一些；最大支持半径为 100 km 的小区。

LTE 能支持比 HSPA 更好性能的 MBMS 业务。广播的频谱效率为每赫兹 1bit/s，在 5MB 带宽可以支持 16 个速率为 300 kbit/s 的移动电视频道。支持在单载波上提供 MBMS 服务，也支持 MBMS 业务和语音、数据业务同时工作。

3. 部署运营要求

包括运营部署环境、频谱分配及扩展性以及与 3G 的共存和切换问题。

LTE 可以单独部署或者和 3G 其他系统共存。LTE 的频谱范围就是在 IMT-2000 规定的范围内，可以工作在成对的频率上或不成对的频率上，即可以工作在频分双工（FDD，Frequency Division Duplex）模式和时分双工（TDD，Time Division Duplex）模式。LTE 一般支持可变的频段，包括 1.25 MHz、1.6MHz（与 1.28MB 的 TD-SCDMA 兼容）、2.5MHz、5MHz、10MH、15MHz 和 20MHz，并且 LTE 的工作频带是可扩展的，随着业务的需求，可以扩大或缩小，见图 10-7。

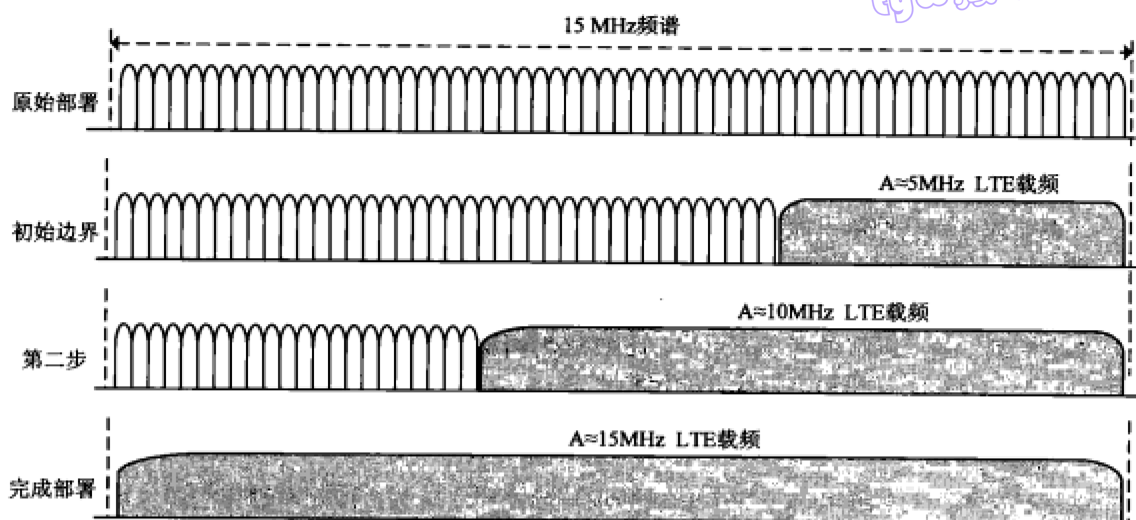


图 10-7　LTE 频谱扩展过程

与此同时，LTE 还要求能与现有系统（GSM、WCDMA 和 TD-SCDMA）切换，支持各种无线接入技术（RAT，Radio Access Technology）的互操作。

4. 体系构架与升级过渡

只支持单一的体系架构，希望以包交换为主，提供端到端的 QoS 服务。尽可能地减少各个模块间的接口以及接口之间的延迟。支持增强的 IP 多媒体子系统（IMS，IP Multimedia Subsystem）和核心网，追求后向兼容，但应该仔细考虑性能改进和后向兼容之间的平衡，取消电路交换（CS，Circuit Switch）域，CS 域业务在包交换（PS，Packet Switch）域中实现，如采用 VoIP。

5. 无线资源管理

确保适应不同业务的端到端的 QoS 服务。有效支持高层协议传输，比如上层 IP 协议转换到空中接口的 IP 头压缩。支持在不同接入系统间的负载共享和资源策略管理，比如在 GSM、HSPA 等系统之间的负载共享以及减小相互切换的延迟。

6. 复杂度

希望系统和终端的复杂度都要降低，主要考虑减小不必要的选项、没有冗余必选特征、减小协议状态和一些不必要的过程等。从终端的尺寸大小、重量、电池寿命等方面考虑终端的复杂度、成本。同时考虑终端支持其他各种接入系统（多模制式）。

7. 其他考虑

主要从部署运营成本和服务要求考虑。

部署运营成本方面，后台通信协议需要优化，尽可能运用已部署的网络，降低建网成本。空中接口部分支持不同设备的互操作，支持更有效的后台维护管理。

服务要求方面，要求系统服务能同时支持网页浏览、文件传输 FTP、视频流、VoIP 和其他各种数据流服务。

10.2.2　SAE 设计要求

3GPP 也对核心网的演进 SAE 提出了要求，要求 SAE 提供高速、低延迟的包交换网络，并支持不同网络的异构接入，即要求具有高速、低延迟、高安全性和高 QoS 特点；同时要求支持

现有网络和以后将出现的网络，支持终端可根据实际情况，在这些网络中切换，并确保终端在这些网络的移动性和服务的连续性。3GPP 的技术报告 TS22.278[4]对 SAE 的要求做了详细描述。

SAE的工作目标和研究方向就是实现全面的全IP架构和实时业务的提供，并实现演进的网络与现有3GPP系统以及非3GPP网络（如WLAN、WiMAX）之间的异构、互连和互通功能。从整体层面分析，SAE网络演进需求包括以下主要原则。

（1）支持多种接入系统，包括3GPP和非3GPP的接入系统。这是SAE工作的一个基本原则，对SAE的未来竞争力有着至关重要的影响。其中包括：支持3GPP R4、R5和R6系统（3GPP-PS核心网、3GPP-IP接入和IMS）之间的互操作；原有的短信服务SMS、多媒体信息服务MMS等业务在新的系统架构中也应得到很好的支持；同时为了最大化用户的接入成功概率，演进系统应允许终端接入非3GPP接入网络，例如允许用户使用拜访网络专有的WLAN；运营商可以提供给终端现有网络支持的3GPP和非3GPP接入网络的信息，包括网络优先级信息，在应用和承载层面，演进系统应能保证现有的计费规则（如主/被叫付费）等。

（2）良好的系统结构设计和性能系统容量。在性能不受影响的条件下，系统应提供可升级的系统结构和解决方案。终端从完全的空闲状态转移到可以收发数据的激活状态时，控制平面的响应时间应小于200 ms。系统功能的定义和划分应足够详细，以避免功能和信令的重复。演进系统应允许通过网元选择或重选实现路由的优化。网络内的全部节点都应考虑分布式的资源处理，以实现负荷分担及冗余备份等。

（3）对全IP核心网的支持。演进系统应支持IPv4和IPv6连接，接入系统间的移动性管理应支持不同的IP版本，系统应支持对没有IP连接的终端的IP地址配置。在演进的系统结构中，基本的IP连接应在UE到网络的初始接入阶段就建立。无线接口的组播能力应成为系统的基本能力，演进系统应支持IP组播业务，以提供单点到多点的用户数据传送。

（4）移动性管理功能。SAE的移动性管理实体处理演进系统内部以及演进系统和其他非3GPP系统之间的移动性，移动性管理功能实体应能支持不同移动性要求的终端（如固定、漫游和移动终端），允许运营商控制用户接入的网络类型。3GPP和非3GPP接入系统间的移动性管理应最小程度地影响接入技术本身，并独立于传输技术。

（5）安全机制。SAE的用户安全机制应至少和现有的3GPP CS/PS网络的水平相同，网络鉴权应独立于特定的接入网络技术，在SAE系统中，用户标识的保密机制应和现有的3GPP系统有相同的水平，演进系统应支持网络共享及对所有接入系统的漫游和非漫游用户的合法监听。在不增加系统复杂度的情况下，移动性管理实体应能提供位置隐藏能力，提供用户个人隐私业务。

（6）漫游。演进系统应至少支持区域漫游/区域限制，当区域漫游/区域限制应用时，系统可提供给UE寻找其他跟踪区（TA，Tracking Area）或网络的信息，演进网络能够处理归属网运营商修改用户的签约信息从而导致漫游限制发生改变的情况，漫游规则的粒度不大于跟踪区，终端在激活和空闲状态的漫游处理应一致。

（7）对IMS的支持。可支持基于SAE/LTE上的IMS与CS域间的业务连续性，同时对CS域的影响最小。支持基于SAE/LTE上的IMS的各项通信业务，包括到现有系统电路域间的互通。

10.3 LTE 网络架构

为了达到 LTE/SAE 的演进需求，整个3GPP 的下一代演进包括接入网 E-UTRAN 和核心网

(CN，Core Network）都在发生很大改变。核心网一般是由 SAE 来推动的，采用全 IP 分布式结构，支持 IMS、VoIP、SIP、Mobile IP 等各种先进技术。

10.3.1 SAE 网络架构

图10-8描述了SAE演进系统的基本结构[5]。由于具体的功能、接口尚在进一步的研究和制定中，因此图10-8只是一个最基本的网络结构形式。演进的分组核心网（EPC，Evolved Packet Core）是SAE的主要组成部分。EPC主要由以下逻辑功能实体组成：移动性管理实体（MME，Mobility Management Entity)、服务网关（SGW，Serving Gateway)、3GPP锚点（3GPP Anchor）、SAE 锚点（SAE Anchor）和增强分组数据网关（ePDG，enhanced Packet Data Gateway）。

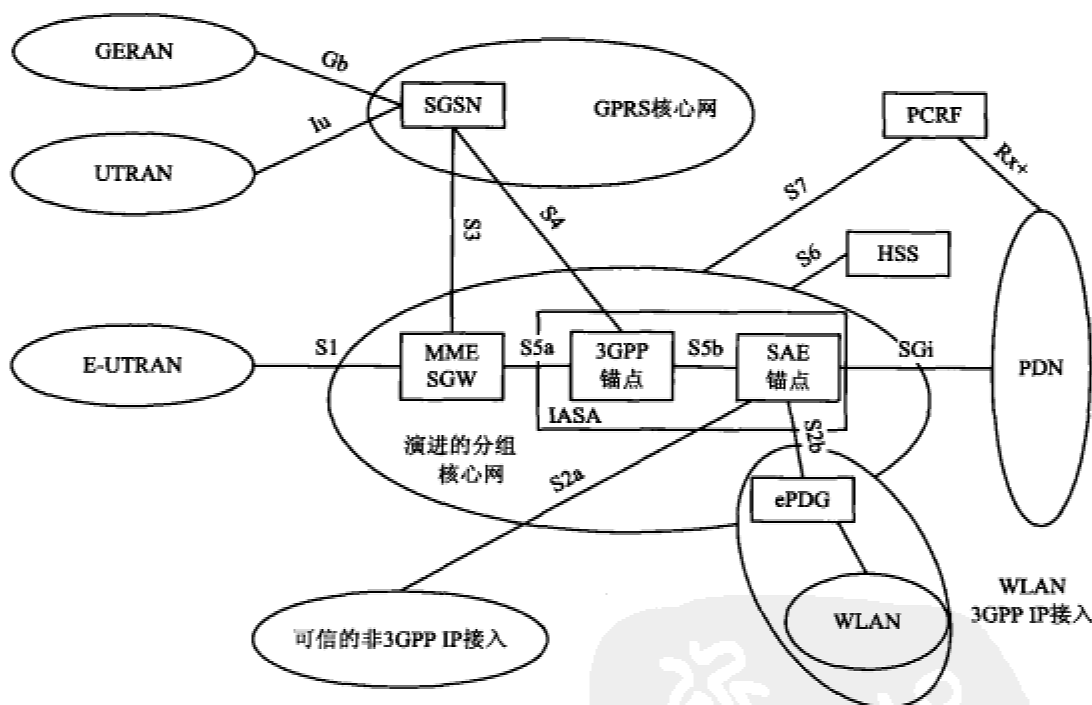


图 10-8 SAE 系统构架

MME是管理控制面的协议，负责核心网内的移动性管理，包括寻呼、安全控制、核心网的承载控制以及终端在空闲状态的移动性控制等。

SGW是用户面管理协议，负责UE用户平面数据的传送、转发和路由切换等。一般与MME在同一个实体中。

3GPP 锚点作为一个功能实体，在处理2G/3G接入系统和LTE系统之间的移动性时，作为用户平面的源处理网元。

SAE 锚点主要处理3GPP 接入系统与非3GPP 接入系统之间的用户平面移动性，如3GPP 和WLAN、WiMAX 之间的移动性。SAE 锚点和3GPP 锚点相互分工，完成不同领域之间的移动性管理。目前3GPP 锚点、MME/SGW 和 SAE 锚点实体相互间关系仍在进一步的研究之中。为了统一考虑3GPP 内部的各接入系统和与非3GPP 接入系统之间的移动性关系，一般把虚线方框里的部分定义为 IASA（Inter Access System Anchor），便于表述。

ePDG是基于3GPP接入系统和WLAN之间的互操作而设计的网元PDG的进一步演进，详细内容可参见3GPP TS23.234。

可信的非3GPP IP接入网是一种非3GPP IP接入网，如果3GPP EPC系统认为一种非3GPP IP接入网是可以信任的，那么就认为该非3GPP接入网是可信的非3GPP IP接入网。UE通过这种接入网接入3GPP网络时，不需要特殊的安全通道。

各个模块/网络通过以下接口来连接通信。

S1：E-UTRAN与MME/SGW的接口。

S2a、S2b：非3GPP网络与SAE锚点间的接口，基于IETF协议。当用户在3GPP网络和非3GPP网络间漫游时使用这两个接口。

S3：SGSN与MME的接口，类似于传统3G网络中SGSN间的Gn接口。

S4：SGSN与3GPP锚点间的接口，类似于传统3G网络中SGSN与GGSN间的Gn接口。

S5a：SGW与3GPP锚点间的接口，基于GTP（GPRS隧道协议），用来做激活状态下SGW的重定位。

S6：HSS与MME/SAE PDN（公用数据网）网关的接口，完成用户接入认证，插入用户签约数据，对用户接入PDN进行授权，与非3GPP系统互联时对用户的移动性管理消息进行认证，等等。

S7：SAE PDN网关与策略和计费规则功能（PCRF，Policy and Charging Rules Function)实体间的接口，类似于现有PCC（策略控制和计费）中的Gx接口。

10.3.2 LTE 接入网架构

LTE系统为了降低用户面延迟而取消了无线网络控制器（RNC），采用两层扁平网络架构，由WCDMA/HSDPA阶段的Node B、RNC、SGSN、GGSN 4个主要网元，演进为eNode B和接入网关SGW 2个主要网元。RNC功能被分散到了eNode B和SGW中。每个SGW下管辖多个eNode B。eNode B提供了终止于用户的E-UTRA用户面（PHY/MAC）和控制面（RRC）协议。LTE接入网架构见图10-9。

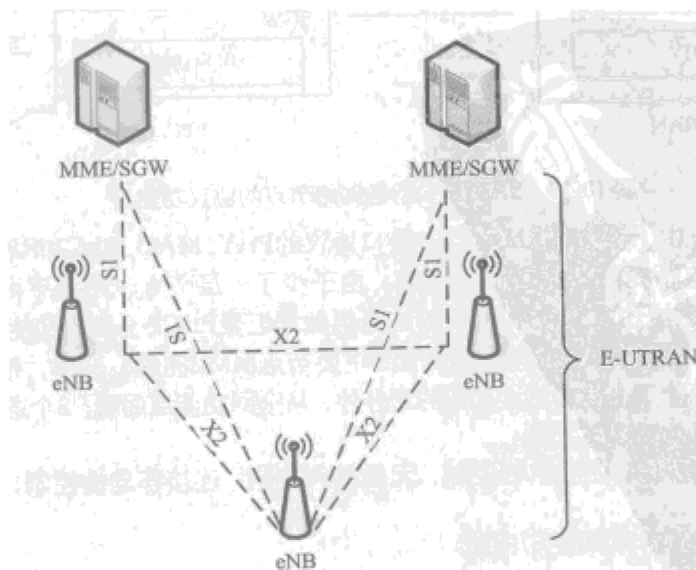


图 10-9 LTE 接入网构架

在E-UTRAN中，eNode B是无线网络的主体，整个接入网络完全由eNode B组成，eNode B之间底层采用IP传输，在逻辑上通过X2接口互相连接（即Mesh型网络结构），主要用于支持UE在整个网络内的移动性，保证用户的无缝切换。每个eNode B通过S1接口连接到SAE核心网。

10.3.3　SAE/LTE 网络功能划分

图10-10描述了各个实体内的协议功能架构。

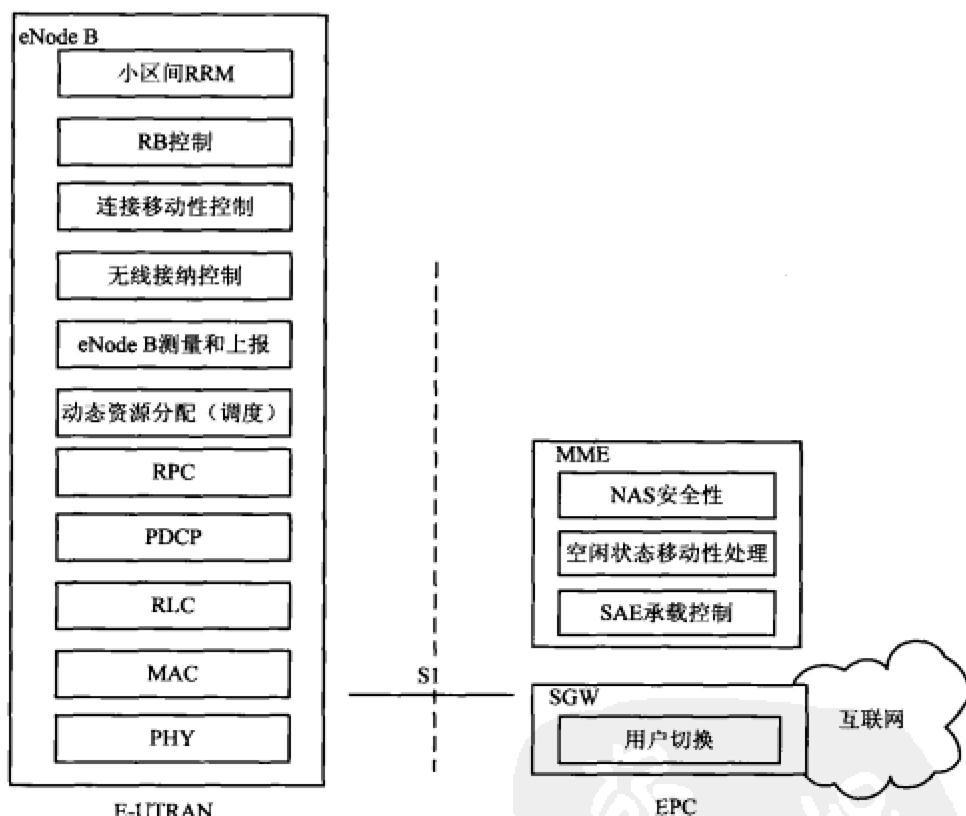


图 10-10　SAE/LTE 的各网络节点的协议功能层

可以清楚地看到，由于没有了RNC，空中接口协议的PHY、MAC、RLC和RRC功能都由eNode B进行管理和控制，包括完成基站之间的切换。由于少了一层节点，用户平面的数据传送和无线资源的控制变得更迅捷。原来位于SGW的的分组数据汇聚PDCP子层的功能由eNode B完成，而无线接口和核心网相关的NAS处理则由EPC的主要节点MME完成。这样，接入网和核心网的功能划分变得更清晰。除了上述在协议层面的划分外，从全网功能层面看，3个逻辑网元各有分工。

其中eNode B主要负责以下功能。

- 无线资源管理功能：无线承载控制，无线接入控制，连接移动性控制，动态资源分配和调度等。
- 用户数据流的加密和IP报头压缩。
- 为UE选择MME。
- 将用户平面数据路由到相应的SGW。
- MME寻呼消息的调度和发送。

- MME或O&M发起的广播信息的调度和发送。
- 用于移动性和调度的测量和测量报告配置。

MME负责以下功能。

- 将寻呼消息发送到相关的eNode B。
- 安全控制（鉴权认证、信令完整性保护和数据加密）。
- 空闲状态的移动性控制。
- SAE承载控制。
- 非接入层信令的加密和完整性保护。

SGW负责以下功能。

- 用户数据包在无线接入网的终结。
- 支持UE移动性的用户平面数据交换。

10.3.4 LTE 的 RRC 状态

RRC（无线资源控制）状态在 LTE 中也简化了许多，它将 UMTS 中的 RRC 状态和 PMM 状态合并为一个状态集，并且只包含 LTE_IDLE（空闲）、LTE_ACTIVE（激活）和 LTE_DETACHED（分离）这 3 种状态[6]（见图 10-11）。

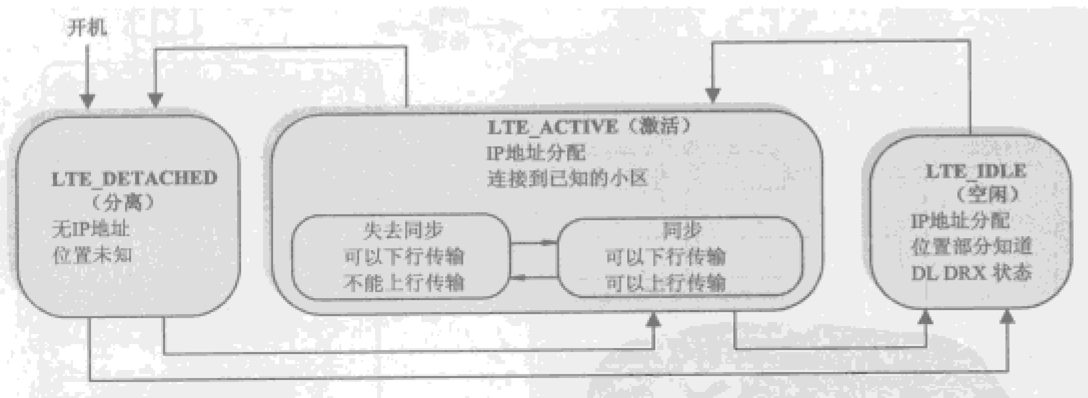


图 10-11 LTE 中 RRC 状态

当一个用户开机时，处于 LTE_DETACHED 状态。在这个状态，移动终端还不能接入网络，没有 IP 地址，不知道移动运营网络。当终端通过随机接入过程和运营网络的基站取得通信并注册成功后，就进入 LTE_ACTIVE 状态。

LTE_ACTIVE 状态表明终端正在接收或者发送数据。LTE_ACITVE 状态还分为两个子状态，分别是 OUT_OF_SYNC（非同步）和 IN_SYNC（同步）状态，这两个状态的选取取决终端上行是否与基站同步。因为系统采用的是 OFDMA/TDMA 的混合多址方式，只有当上行同步时，才能进行上行数据的传输。在这两个子状态下，都能进行下行数据接收。

LTE_IDLE 状态是一个低活动状态，此刻终端处于休眠状态以节省电池消耗。在此状态不传输数据。如果终端想发送数据，需要通过接入过程，进入 LTE_ACTIVE 状态。处于 LTE_IDLE 状态的终端周期性地激活来接收寻呼信号。

10.4 LTE 空中接口体系架构

LTE 的空中无线接口的体协架构与 HSPA 非常相似。但是 HSPA 为了与 R4 版本的 3G 系统

兼容，其结构相对复杂，而 LTE 的体系架构则更简单。

以下行 LTE 空中接口协议架构为例，可以看出其大致结构与 HSPA 的体系架构一致。

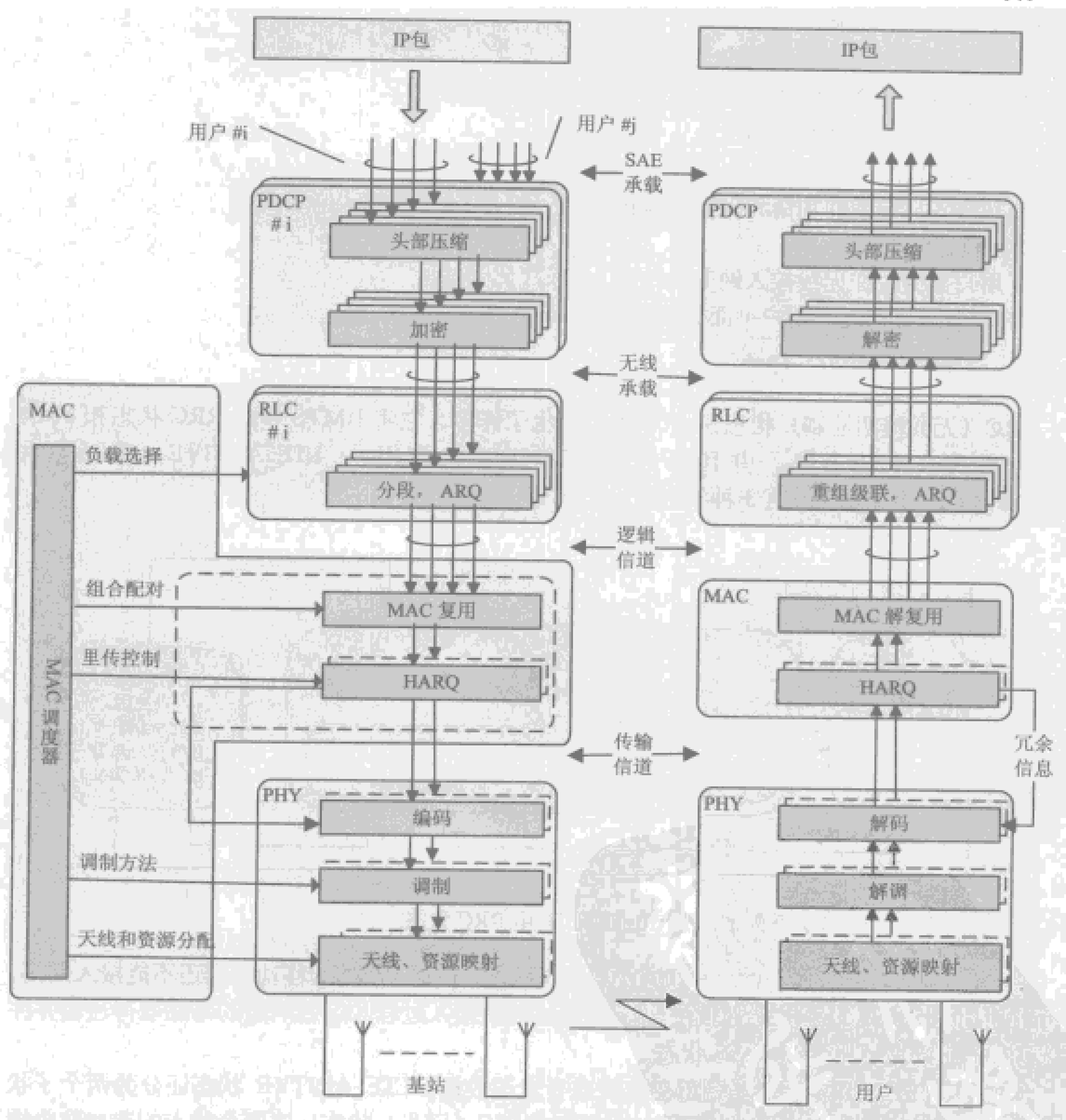


图 10-12 LTE 下行空中接口协议框架

从图 10-12 中看到，上层 IP 应用数据包作为 SAE 承载，从核心网进入接入网。在 IP 应用数据包进入物理层发送前，必须通过以下协议层处理。

(1) 包数据汇聚协议（PDCP，Packet Data Convergence Protocol）层做必要的 IP 头数据压缩，减小下层位开销，具体的压缩算法与 TD-SCDMA 一致，同时 PDCP 层也做加密和一致性检查。对于一个移动终端来说，一个无线承载对应一个 PDCP 实体。

(2) 无线链路控制（RLC，Radio Link Control）层功能与 TD-SCDMA 的 RLC 功能相同，

负责数据的分段/组装、数据的重传等。RLC 为 PDCP 提供无线承载服务，一个无线承载对应一个 RLC 实体。RLC 把上层 PDCP 的数据包分割适合无线传输的 RLC SDU（Service Data Unit），并保证准确无误且按顺序地传送。为了保证上层数据的可靠传输，RLC 层也做数据的重传处理，此重传与下层的 HARQ 是两个不同层次的重传，10.6.2 节会具体分析这两种重传的作用和区别。为了重传，需要接收端和发送端的 RLC 配合处理，跟 TD-SCDMA 一样，需要 RLC 工作在确认模式（AM，Acknowledged Mode）。同样，RLC 也有非确认模式（UM，Unacknowledged Mode）和透明模式（TM，Transparent Mode）。

（3）媒介访问控制（MAC，Medium Access Control）层负责逻辑信道复用、HARQ 的重传和上、下行调度。因为 LTE 中没有了 RNC，只有 eNode B，因此调度和 HARQ 重传都在 MAC 层中。MAC 为 RLC 提供逻辑信道。与 WCDMA 和 TD-SCDMA 相比，LTE 的逻辑信道相对简单。10.6 节将详细描述 MAC 层。

（4）物理层（PHY，Physical Layer）负责编解码、调制/解调、多天线映射和其他物理层功能。它为 MAC 层提供传输信道。10.7 节将详细描述物理层。

整个数据流的示意图见图 10-13。数据流逐层复接，添加数据头和必要的 CRC 信息。

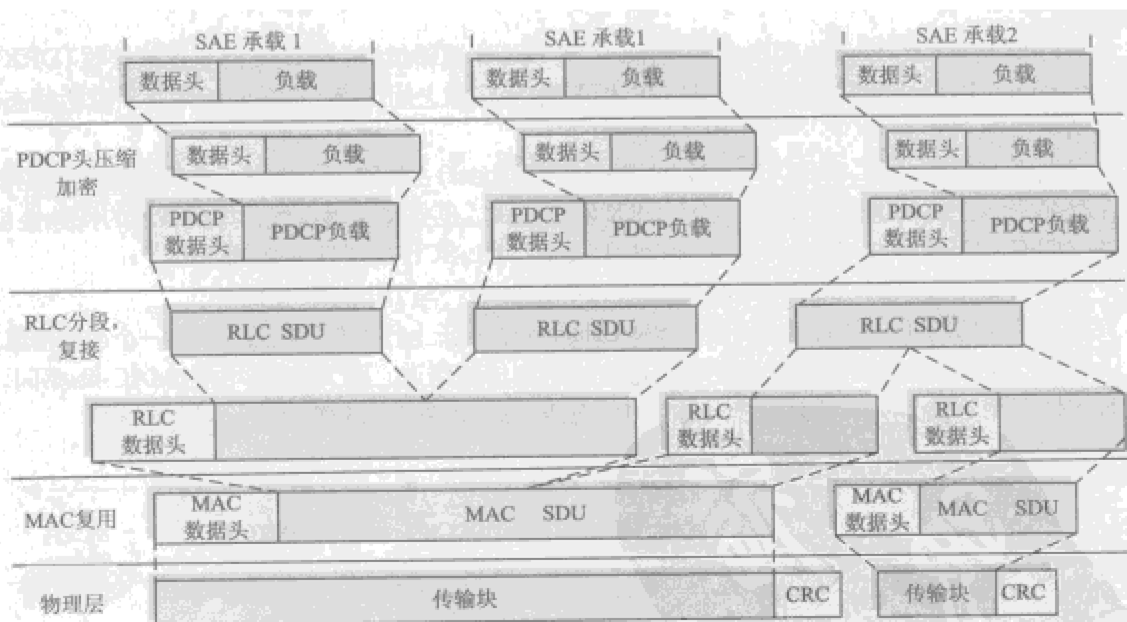


图 10-13 数据流示意图

10.5 LTE 中的信道

与 HSPA 一致，LTE 中的信道同样根据功能和层次，分为逻辑信道、传输信道和物理信道。

（1）逻辑信道是 MAC 层向上层提供的服务，它描述的是传送什么类型的信息。根据传送信息所属平面的不同，逻辑信道分为控制信道和业务信道。控制信道只用来传输控制平面的信息，包括广播控制信道（BCCH，Broadcast Control CHannel，广播系统控制和配置信息）、寻呼控制信道（PCCH，Paging Control CHannel，用来寻呼被呼叫的移动终端）、专用控制信道（DCCH，Dedicated Control CHannel，用来传送单个移动终端的控制信息，比如切换信息）和广播多播控制信道（MCCH，Multicast Control CHannel，用来传送广播、多播业务的控制信息）。业务信道

只用来传输用户平面的信息，包括专用业务信道（DTCH，Dedicated Traffic CHannel，用来传送单个移动终端的业务信息）和广播多播业务信道（MTCH，Multicast Traffic CHannel，发送下行的 MBMS 业务）。

（2）传输信道。LTE 的传输信道也跟 HSPA 一样，是定义数据怎样和以什么形式在无线接口上传输的。传输信道与传输格式有关系，数据在传输时被组合成传输块（TB，Transport Block），一个传输间隔（TTI，Transmission Time Interval）只有一个传输块。但是在多天线复用的情况下，LTE 规定在一个 TTI 内可以容纳 2 个 TB。每个 TB 对应一个传输格式（TF，Transmission Format），与传统的 WCDMA 系统不同的是，传输格式除了包括传输块大小和调制方式，还包括天线映射模式。这样，一个传输格式对应一个传输速率，因此速率控制就是选择不同的传输格式。

传输信道根据性质不同，分为以下几种。

广播信道（BCH，Broadcast CHannel）：广播信道是一个固定的传输格式，用来传送 BCCH 逻辑信道。

广播多播信道（MCH，Multicast CHannel）：支持 MBMS 业务，支持半静态的传输格式和半静态的调度。在多小区的采用单一频率广播多播的 MBSFN 中，传输格式是通过小区间协同配置的。

寻呼信道（PCH，Paging CHannel）：用来传送 PCCH 逻辑信道，PCH 支持非连续接收（DRX，Discontinuous Reception），使得终端可以在休眠、激活状态之间切换，不需要始终处于激活状态，从而节约电池消耗。

下行共享信道（DL-SCH，DownLink Shared CHannel）：传输下行数据，支持动态速率控制和在时频资源上的信道选择调度。支持 DRX 发送模式，也支持永远在线，与 HSPA 的持续性包连接（CPC，Continuous Packet Connectivity）类似。DL-SCH 的 TTI 一般为 1 ms。

上行共享信道（UL-SCH，UpLink Shared CHannel）：与 DL-SCH 相似。

随机接入信道（RACH，Random Access CHannel）：用于上行用户随机接入，是一个冲突信道。

MAC 的一部分功能就是复用逻辑信道，映射到传输信道。跟 HSDPA 中的 MAC-hs 不同，LTE 支持复用不同无线承载到一个传输块中。映射关系如图 10-14 所示。

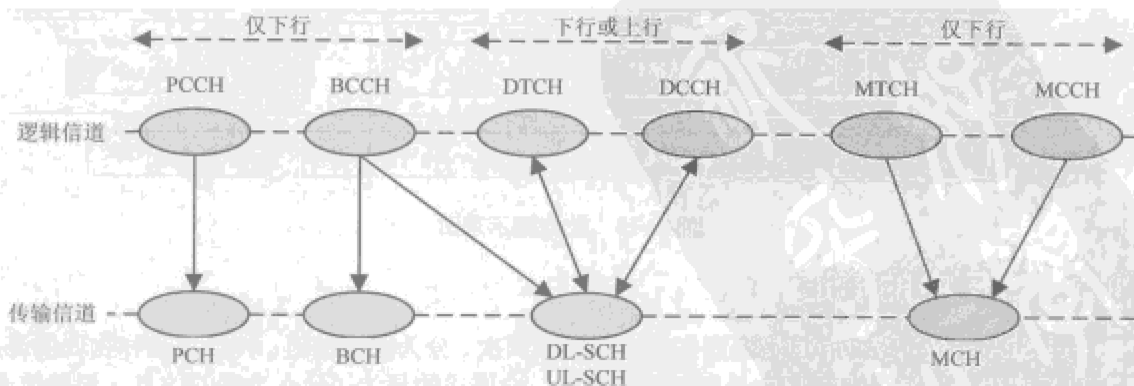


图 10-14　逻辑信道映射到传输信道

（3）物理信道是物理层向高层提供的服务，描述的是信息如何在空中接口上传输。物理信道是通过占用不同的频率资源来区分的，根据传输方向，分为上行物理信道和下行物理信道。

下行物理信道对应着一系列的资源块，承载下行数据，主要有以下信道。

物理广播信道（PBCH，Physical Broadcast CHannel）：用来传输广播数据，编码的 BCH 传

输块被映射到 4 个子帧中传输。这 4 个子帧是盲检测，没有方法通知其起始点。

物理多播信道（PMCH，Physical Multicast CHannel）：用来传输多播数据。

物理下行共享信道（PDSCH，Physical Downlink Shared CHannel）：用来传输下行共享数据。

物理下行控制信道（PDCCH，Physical Downlink Control CHannel）：用来传输下行控制信息，通知用户其分配的资源块，传输格式、HARQ 信息和上行用户调度授权。

物理控制格式指示信道（PCFICH，Physical Control Format Indicator CHannel）：用来传输控制信道格式的指示符信息。通知用户终端 PDCCH 在子帧中的第几个符号传输，一子帧传输一次。（控制信道根据不同的信息分为不同的类别。不同类别的控制信息其编码调制方式不一样，需要 PCFICH 信道来指示 PDCCH 信道的格式。）

物理下行 HARQ 指示信道（PHICH，Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel）：用来传输上行传输的 HARQ 确认信息。

上行物理信道承载上行数据，主要有以下信道。

物理上行共享信道（PUSCH，Physical Uplink Shared CHannel）：用来传输上行共享数据。

物理上行控制信道（PUCCH，Physical Uplink Control CHannel）：用来传输上行控制信息，包括上行的 CQI 信息反馈和上行 HARQ 确认信息的反馈。由于 CQI 和 HARQ 信息不是保持同时传输的，因此该控制信道分为 3 类：只传送 CQI 信息，只传送 HARQ 的反馈信息，两者的混合传输。

物理随机接入信道（PRACH，Physical Random Access CHannel）：用来传输随机接入信息。

传输信道与物理信道的映射关系如图 10-15 所示[7]。

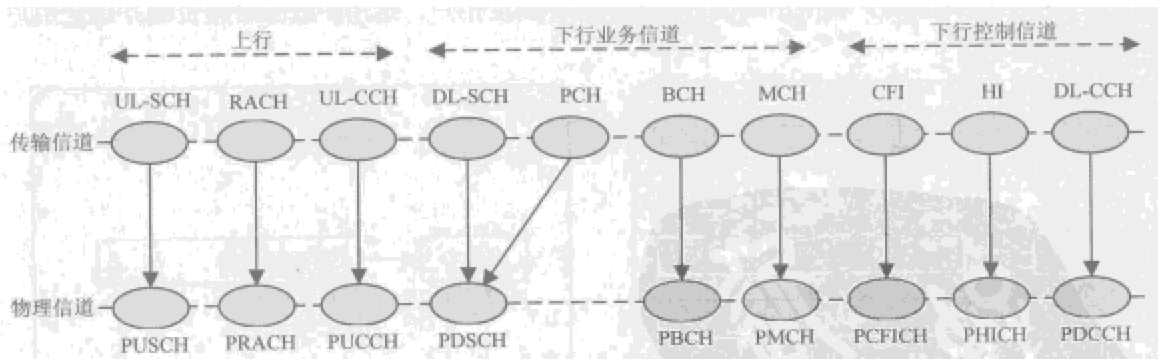


图 10-15 传输信道与物理信道的映射关系

10.6 MAC 层

媒介访问层 MAC 负责逻辑信道复用、HARQ 的重传和上、下行调度。在 LTE E-UTRAN 体系中，为了保证时延控制，舍弃 RNC，只有 eNode B，因此 MAC 层几乎处理所有的过程。

在 WCDMA 的 HSPA 中，支持上行宏分集，并且还定了服务小区和非服务小区。由于软切换是宏分集的基础，需要一个中心节点 RNC 进行控制，而在 LTE 中取消了 RNC，因此 LTE 上行不考虑宏分集技术。

10.5 节已经介绍了信道复用，这里就不赘述了。本节主要介绍调度和 HARQ。

10.6.1 调度

MAC 层根据用户在时频资源（在 10.7 节详细介绍）上的状态（信道响应、干扰状态等），

在 UL-SCH 和 DL-SCH 上共享信道，调度用户，即给用户分配时频资源用来发送或接收数据。上、下行的调度是独立的，大致原理是相同的，但也有小的区别。

1. 下行调度

调度器在一个调度周期 TTI（通常是 1 ms）内，根据用户的速率需求和信道状态，可同时调度多个用户，每个用户只占用一部分时频资源。在资源块的分配确定的同时确定传输块的模式，包括大小、编码调制方式和天线的映射关系。由于 MAC 和 RLC 在一个 eNode B 内，调度器可以同时考虑 RLC 分段处理、MAC 信道复用和速率控制。

由于采用多载波系统，LTE 调度器能充分利用信道在频率上和时域上变化，选择更好的用户来传输，而 HSPA 只能考虑时域上的信道变化。一般说来，信道带宽越大，频率选择性就越强，信道在频率上的变化就越大，调度器就越能充分利用频率上的多用户分集，性能优于 HSPA。特别是低速用户，信道在时域上变化非常小，而信道在频率上的变化与速度无关，因此 LTE 的调度更有效，更能充分利用信道的可变性。

下行调度需要知道用户的信道状态信息，在 FDD 中，此信道状况只能由用户测量下行导频，然后上报。而对于 TDD 系统，可以利用信道的互易性，由基站测量上行信号的信道状况来获取下行的信道状况。LTE 的信道状态信息不仅包括信道的瞬时状况（频响特性），还包括此终端此时适应的天线发送模式，比如多天线的复用。信道状态信息是通过下行信号导频参考符号（RS，Reference Symbol）测量获得的。

除了获取 CQI 信息，好的调度器还需要知道当前缓冲器的状态和特性。比如 VoIP 业务的调度优先权要高于 FTP 业务的优先权。下行调度过程如图 10-16 左图所示，调度器根据用户的缓存信息（包括优先级）和用户的信道质量来选择调度用户，给用户分配时频资源并确定用户的编码调制方式。

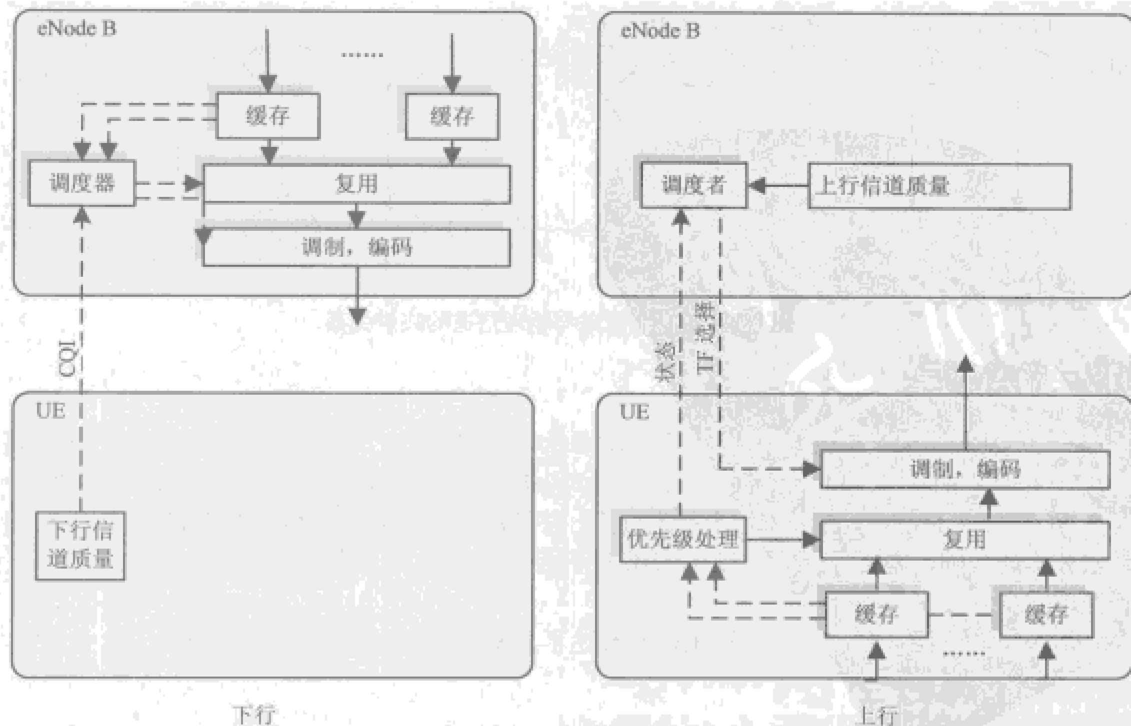


图 10-16　上行和下行调度过程

2. 上行调度

LTE 的上行调度的原理与 HSPA 中的调度大致相似，但由于多址方式和体系架构不一样，两者还有些细微的差别。

在 HSPA 中，调度器首先根据系统当前的干扰状态给用户一个传输上限的传输格式，而用户可根据自己的实际状况，在传输上限格式下选择一个合适的传输格式。这是因为在 HSPA 系统中，用户是自干扰的，用户可根据干扰状态选择一个合适的传输格式。因此在 HSPA 上行调度中，还需要一个带外信令，需要用户把选择的传输格式传送给调度器。而在 LTE 中多址方式在小区内是正交的，没有干扰，因此不需要终端的传输格式选择过程，直接由调度器选择传输格式。并且调度器确定的传输格式针对的是终端，而不是无线承载，因为终端的 MAC 层能决定自己的信道复用。

无线承载的复用可由高层 RRC 来决定，每个承载有不同的优先权。终端在复用无线承载时，应考虑不同优先权的复用组合。为了更好地调度，也需要终端把相应的状态信息（比如缓冲信息）同时报告给调度器，如图 10-16 右图所示。

上行调度也需要信道状态信息，此信息的获取不像下行信道状态信息的获取那么直接，因为上行的导频参考信号不像下行导频参考信号那样时时刻刻都在发送，它只在某些时刻发送，并且代表整个带宽的信道状况。对于终端来说，这些都是很大的挑战。

为了解决这个问题，LTE 在上行中引入了探测导频参考符号（SRS，Sounding Reference Symbol），用来给调度器探测上行信道在整个频段上的信道响应。

10.6.2 HARQ

由于空中无线接口是一个开放的环境，不能完全保证数据一次传输就正确，因此一般采用 HARQ 来尽量保证数据的正确传输。LTE 中采用增量冗余（IR，Incremental Redundancy）的 HARQ（软合并）保证数据的无误传输。虽然 HARQ 是 MAC 层处理的，但是软合并是在物理层处理的。并且 HARQ 也不适合所有的信道，不适合广播信道，只针对数据信道，比如 DL-SCH 和 UL-SCH。

与 HSPA 中的 HARQ 一样，LTE 中的 HARQ 也采用多个并行的停-等进程，用 1 bit 的 ACK/NAK 来反馈数据是否被正确传输。下行采用异步 HARQ，上行采用同步 HARQ。对于异步 HARQ，需要重传的数据帧需要携带 HARQ 的进程号，并且可以在任意时刻重传，其被调度的级别高于普通帧。而在同步 HARQ 中，由于时序同步，需要重传的数据帧不需要携带 HARQ 进程号，但只能在第一次被调度的时刻重传。

HARQ 的重传与 RLC 的重传是两个层次的重传，HARQ 是快速的、处于物理层面的重传。只有 HARQ 的数据出错或者多次重传失败，才会引起 RLC 的重传。RLC 重传是慢速的、位于网络层的重传。实际过程中 HARQ 能纠正绝大多数的错误，RLC 重传发生的机率小，这样保证了数据的延迟性要求。由于 HARQ 和 RLC 重传处理都在 eNode B 内，使两者的交互机制更简单，更迅速。

10.7 物理层

物理层的框架结构主要在 TR25.814 中讨论，最终的协议标准在 TS36 系列[8]中制定。表 10-2 列出了各个标准文档描述的内容。

物理层负责编解码、调制、多天线映射处理、物理层的 HARQ 处理和时频资源块的映射。下面以下行的 DL-SCH 的处理为例，描述物理层的功能，示意图见图 10-17。

表 10-2 TS 36 系列标准

编　　号	内　　容
TS 36.201	总的概述
TS 36.211	物理层信道和调制
TS 36.212	复用和信道编码
TS 36.213	物理层过程
TS 36.214	物理层测量

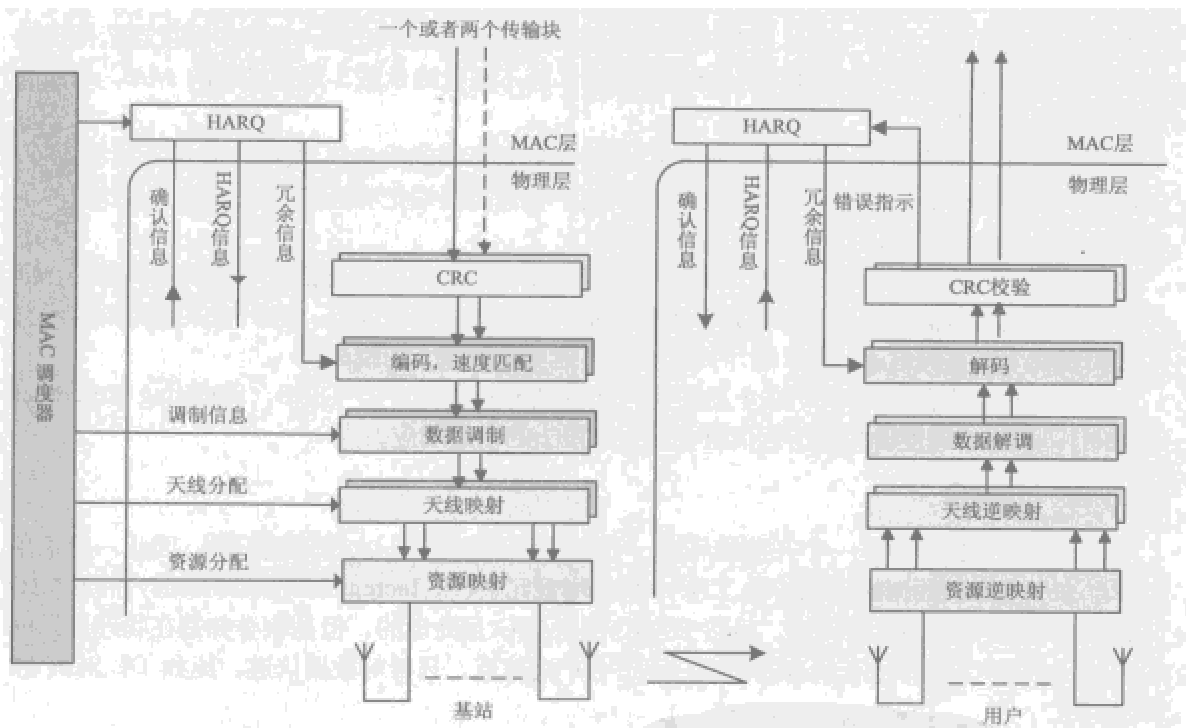


图 10-17 DL-SCH 的物理层过程

当有数据在 DL-SCH 上被调度时，物理层首先接收一个传输块（可能是 MIMO 复用的两个传输块），每个传输块先附上循环冗余（CRC，Cyclic Redundancy Check），每个具有 CRC 的传输块都是独立编码的。然后根据下行调度信息，用合适的调制方式调制，占用合适的时频资源块，占用合适的天线发射出去。当接收终端接收到信息后，做逆向处理，根据解码后的 CRC 通知 HARQ 模块是否重发。下面简单描述物理层的一些具体细节。

10.7.1 LTE 物理层结构

物理层是协议的最底层，是整个 LTE 最复杂、最核心的层次。下面就多址技术的选择、帧结构、参数选择做仔细阐述。

1. 多址技术的选择

在 LTE 最开始选择多址技术方案时，主要分成两个阵营：多数公司认为 OFDMA/FDMA 技术与 CDMA 技术相比，可以取得更高的频谱效率；而少数公司认为 OFDMA 系统和 CDMA 系统性能相当，出于后向兼容的考虑，应该沿用 CDMA 技术。持前一种看法的公司全部支持在下行采用 OFDMA 技术，但在上行多址技术的选择上又分为两种观点。大部分厂商因为对

OFDMA 的上行高峰均比 PAPR（将影响手持终端的功放成本和电池寿命）有顾虑，主张采用具有较低 PAPR 的单载波技术。另一些公司（主要是积极参与 WiMAX 标准化的公司）建议在上行也采用 OFDMA 技术，并用一些增强技术解决 PAPR 的问题。经过激烈的讨论和艰苦的融合，3GPP 最终选择了大多数公司支持的方案，即下行 OFDMA，上行单载波 SC-FDMA（Single-Carrier FDMA）[9]。

2. 双工方式和帧结构

目前的 LTE 物理层技术能支持频分双工（FDD）和时分双工（TDD）两种双工方式，目前 3GPP 的讨论主要针对 FDD。为了减小同时支持两种双工方式的复杂性，加上 TDD 模式研究相对滞后，TDD 采用 FDD 中成熟的技术，除了因为 TDD 模式的特别考虑造成的差异，其物理技术与 FDD 大致相同。

LTE 在数据传输延迟方面的要求很高（单向延迟小于 5 ms），这一指标要求 LTE 系统必须采用很小的传输时间间隔。大多数公司主要出于对 FDD 系统的考虑，建议采用 0.5 ms 的时隙长度。

在 FDD 中，规定一个无线帧为 10 ms，分为 20 个时隙，每个时隙 0.5 ms，每两个时隙称为一个子帧，一帧中有 10 个子帧。这个与 WCDMA 的帧结构的时间大致相似，只是时间划分得更小，便于减小延迟和更好地适应信道变化。一个时隙内根据情况有 7 个或者 6 个 OFDM 符号，这一点在后续章节中仔细描述。FDD 帧结构见图 10-18。

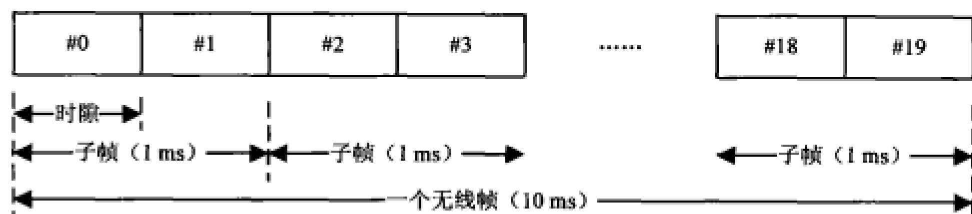


图 10-18　FDD 帧结构

在 TDD 模式下，由于 TDD 时隙切换的灵活性，每个时隙既可以作为上行时隙，也可以作为下行时隙，因此需要帧结构中空余一部分时间作为必要的保护间隔。因此 TDD 的帧结构可能不断变化，需要通过信令通知系统当前的帧结构。

另外，因为 TR25.913 对系统的临频同址共存提出了需求，即考虑 LTE 与现在 3G 系统的兼容问题，保证系统的平滑过渡，所以 TDD EUTRA 系统面临和 TDD UTRA 系统之间的干扰问题。为了解决这个问题，早期在 TR25.814 中考虑了两种 TDD EUTRA 帧结构：固定帧结构和通用帧结构。由于 3GPP 中有两种 TDD 模式，因此需要考虑这两种帧结构。

- 固定帧结构

这种方法就是分别针对低码片速率 LCR-TDD UTRA（也称为 type 1 模式的 TDD）和高码片速率 HCR-TDD UTRA（也称为 type 2 模式的 TDD）TD-SCDMA 系统采用与 UTRA 系统相似的帧结构。也就是说，为了和 LCR-TDD UTRA 系统兼容，需要采用和 LCR-TDD UTRA 几乎相同的帧结构，即一个 10 ms 无线帧分为 2 个 5 ms 的无线半帧，每个无线半帧分为 7 个时隙（TS0~TS6），每个时隙长度仍为 0.675 ms，与 TD-SCDMA 一致。同步和保护周期插在 TS0 和 TS1 之间，包括 DwPTS、GP 和 UpPTS。每个时隙包含一个小的空闲周期，可用作上下行切换的保护周期。LCR-TDD 的固定帧结构见图 10-19。

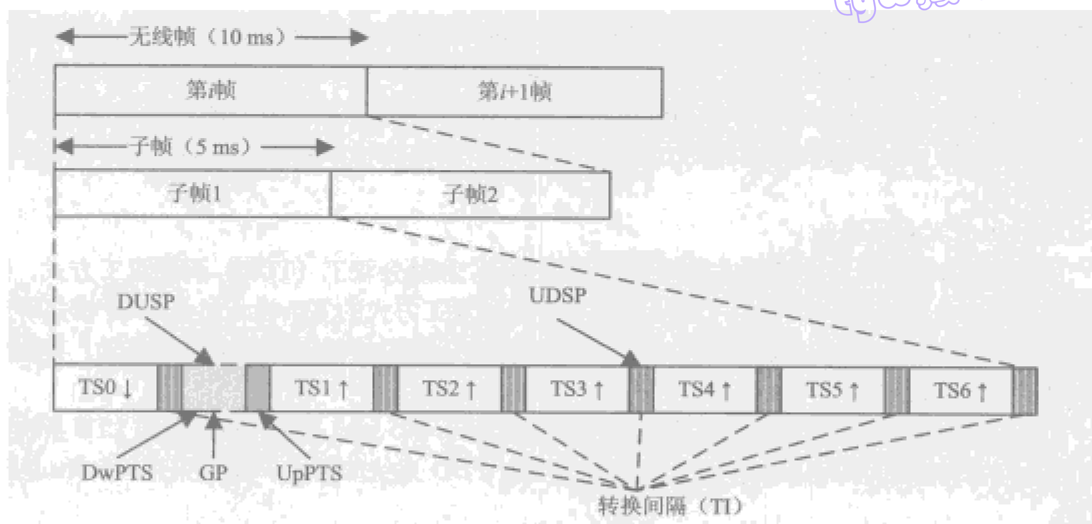


图 10-19 LCR TDD 的固定帧结构

可以看到，这个帧结构基本和原有的 LCR-TDD 帧结构相同，只是在每个时隙中加入了空闲周期 TI。这个改动主要是为了能够在一个无线子帧内实现多次的上下行切换，以满足 LTE 对传输时延的严格要求。由于 TDD 模式中还存在 HCR-TDD 帧结构。因此也针对 HCR-TDD 设定了固定帧结构。固定帧结构的最大特点是采用了和 FDD LTE 不同的时隙长度，由此导致了 LTE 的 FDD 和 TDD 模式在系统参数设计上有所不同。由于篇幅所限，这里略去对这种帧结构的介绍。

• 通用帧结构

这种方法是在尽量保持和 FDD LTE 设计参数一致的基础上满足和 TDD UTRA 系统的临频同址共存。这种设计的最大特点是采用了和 FDD LTE 相同的子帧长度 0.5 ms。但由于 0.5 ms 与 LCR-TDD UTRA（0.675 ms）和 HCR-TDD UTRA（0.667 ms）的子帧长度都不相同，要避免和 TDD UTRA 系统之间的干扰，相对比较困难。通常整数个 0.5 ms 子帧的长度和与整数个 0.67 5 ms（或 0.667 ms）子帧的长度和都不相等，因此为了使 TDD EUTRA 系统和 TDD UTRA 系统的上下行切换点相互对齐，就需要留出额外的空闲间隙，这样会损失一些频谱效率。同时，由于 TDD UTRA 系统的上下行切换点的位置可能变化，相对应的 TDD EUTRA 帧结构也需要随之变化。也就是说，对不同的上下行比例，通用帧结构中的每个子帧的起止位置都可能不同，这也增加了系统的复杂度。

以上考虑是针对现有系统的升级，是平滑过渡的，但是显得颇为繁琐。为了使方案更简单明了，使终端模式更统一，在 2007 年 TSG-RAN WG1 #51b 次会议上，中国移动研究院提出融合现有 FDD 和 TDD 的方案，提议只采用一种 TDD 模式，以减小双模终端复杂度，使 TDD 向 FDD 靠拢。此方案得到了大多数公司的同意。

具体帧结构如图 10-20 所示，一个 10 ms 的无线帧被分成两个 5 ms 的半帧，每 5 ms 的半帧被分成 8 个 0.5 ms 的时隙和 3 个特殊时隙 DwPTS、GP 和 UpPTS。这 3 个特殊信息组成一个 1 ms 的子帧，而其他 8 个 0.5 ms 的时隙分别组成 4 个子帧。可以看到此 TDD 模式的帧结构跟 FDD 模式大致相同，除了第二个子帧用于 DwPTS、GP、UpPTS 之外，其余的结构与 FDD 完全类似。

3. OFDM 参数选择

既然已采用了 OFDM 作为 LTE 的基本传输技术，那么 OFDM 中的子载波间隔选择和循环

前缀 CP 的选择就是关系到 LTE 性能优劣的重要问题。

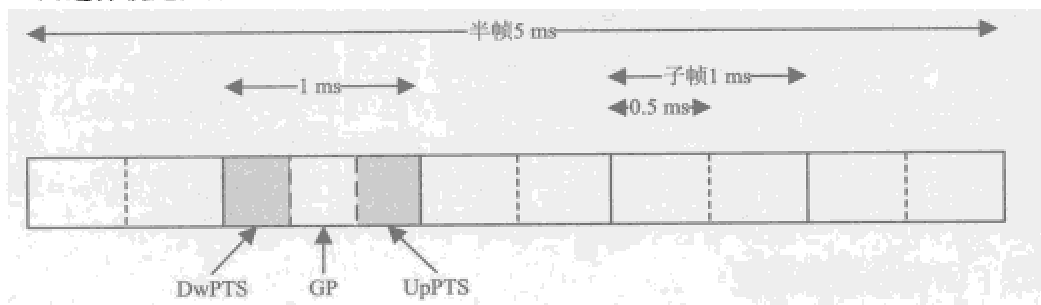


图 10-20 TDD 兼容 FDD 的帧格式

子载波间隔越小，在一段频段内的子载波数就越多，可发送数据的频点就越多，频谱利用率也越高，同时由于高速移动带来的时频和频偏越敏感，带来的干扰越大。而如果子载波间隔较大，频谱利用率就会相对降低，抗高速移动的干扰则相对较强，因此子载波间隔的选择是至关重要的。经过理论分析与仿真比较，OFDM 和 SC-FDMA 的子载波最终确定为 15kHz，这是一个相对适中的值，兼顾了系统效率和移动性。除了支持 15kHz 的子载波间隔，还支持 $\Delta f = 7.5\,\text{kHz}$ 的子载波间隔，主要为适应广播多播的需要。

子载波间隔 $\Delta f = 15\text{kHz}$，从前面的 OFDM 描述可知，一个有效符号的持续时间为 $T_u = 1/\Delta f \approx 66.67\text{us}$，而 OFDM 技术实际运用需要加入循环前缀 CP，CP 的长度决定了 OFDM 系统的抗多径能力和覆盖能力。长 CP 利于克服多径干扰，支持大范围覆盖，但系统开销也会相应增加，导致数据传输能力下降。为了达到小区半径 100 km 的覆盖要求，LTE 系统采用长短两套循环前缀方案，根据具体场景进行选择，短 CP 长度为 4.69 μs，为基本选项；长 CP 长度为 16.67 μs，可用于大范围小区或多小区广播。

如果一个携带不同长短 CP 的 OFDM 符号长度分别为 71.36 μs（短 CP）和 83.34 μs（长 CP），那么一个 0.5 ms 时隙最多可以容量 7 个（短 CP）或者 6 个（长 CP）OFDM 符号。因为 6 个带短 CP 的 OFDM 符号不足以填充 0.5 ms，而 7 个带短 CP 的 OFDM 符号的长度又超过了 0.5 ms，所以采用 6 个短 CP 的 OFDM 符号和 1 个长 CP 的 OFDM 符号，此 CP 长为 5.21 μs，具体参数见表 10-3。

表 10-3 FDD 下行参数表

传输参数		1.25 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
子帧持续时间		0.5 ms					
子载波间隔		15 kHz					
采样频率		1.92 MHz (0.5×3.84 MHz)	3.84 MHz	7.68 MHz (2×3.84 MHz)	15.36 MHz (4×3.84 MHz)	23.04 MHz (6×3.84 MHz)	30.72 MHz (8×3.84 MHz)
FFT 大小		128	256	512	1024	1536	2048
占用子载波的数目		76	151	301	601	901	1201
每个子帧的 OFDM 符号数（短/长 CP）		7/6					
CP 长度（μs）	短	(4.69/9)×6, (5.21/10)×1	(4.69/18)×6, (5.21/20)×1	(4.69/36)×6, (5.21/40)×1	(4.69/72)×6, (5.21/80)×1	(4.69/108)×6, (5.21/120)×1	(4.69/144)×6, (5.21/160)×1
	长	(1.67/32)	(1.67/64)	(1.67/128)	(1.67/256)	(1.67/384)	(1.67/512)

此表是 LTE 下行 FDD 的参数配置图，针对不同带宽的系统。现在的移动通信内部都是数字化的，从表中看到，LTE 对于不同的带宽选取了不同的采用速率，但是都与 WCDMA 的 3.84 MHz 有密切联系，分别为 1.92 MHz、3.84 MHz、7.68 MHz、15.36 MHz、23.04 MHz 和 30.72 MHz，这是为了与 WCDMA 保持兼容，使用同一个时钟电路。在 LTE 中，子载波间隔为 15 kHz，相应的采样速率为 $f_s = 15000 \times N_{FFT}$，$N_{FFT}$ 为 FFT 的点数，对应不同的带宽（子载波数）。为了便于 FFT 的实现和实现过程不出现混叠失真，N_{FFT} 一般取 2 的幂并且大于子载波数。当 $N_{FFT} = 2048$ 时，对应的采样速率为 f_s=30.72 MHz，对应的采样间隔为 $T_s = 1/f_s = 1/307\,200\,00$ s。

10.7.2 LTE 的资源分配

LTE 可分配的物理资源（见图 10-21）同时考虑时域和频域，最小的单元为一个 OFDM 符号中的一个子载波，称为资源单元（RE，Resource Element）。

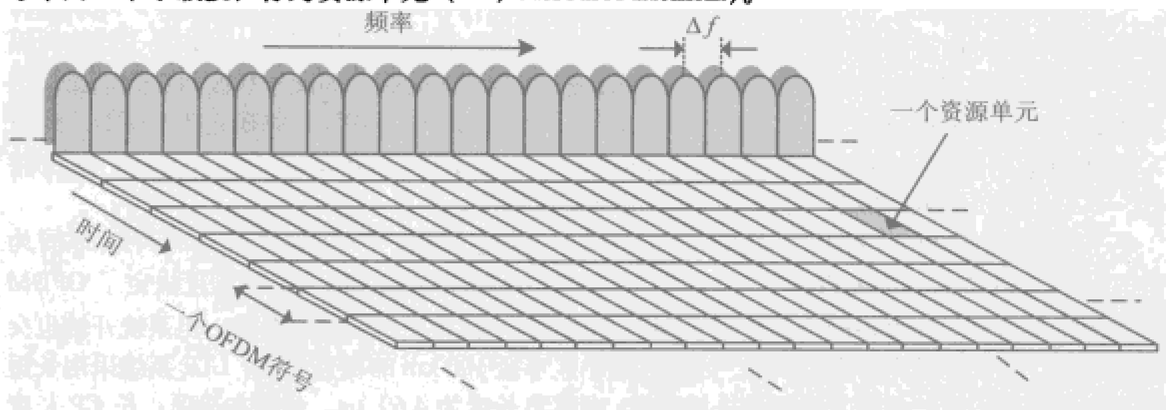


图 10-21 LTE 的资源分配

宽带系统中的子载波数太多，为了分配方便，一般采用一段连续的 RE 为一个资源块（RB，Resource Block），也称为物理资源块（PRB，Physical Resource Block）。一个 RB 由 12 个子载波组成，共 180 kHz，如图 10-22 所示。

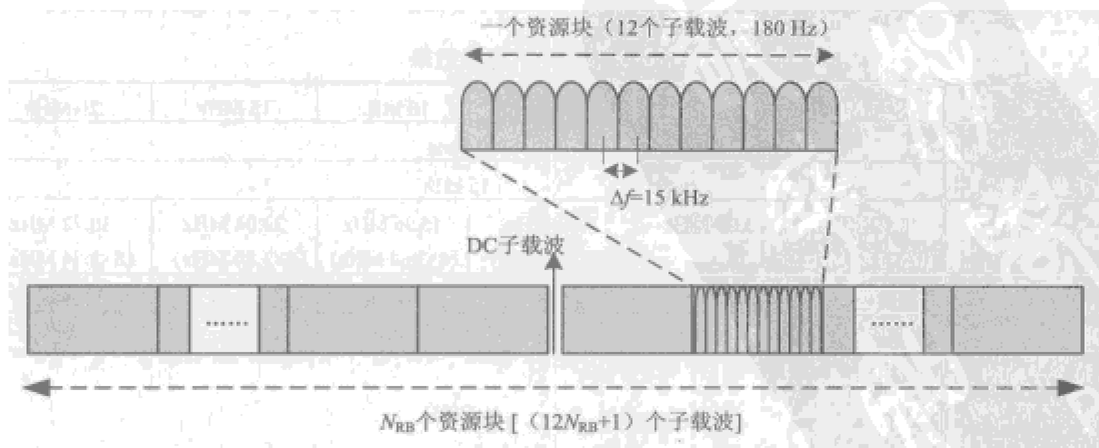


图 10-22 LTE 实际的资源分配

从图 10-22 中可以看到，RB 并不是连续的，中间有一个直流子载波（DC-subcarrier）在频谱中间，这个子载波并不使用。这主要因为现在的设备中都是基带处理，射频发送，当把射

频信号转换到基带信号时，会在基带的中心频率上出现一个大的直流（DC）信号，在进行线性放大时，会造成大的非线性畸变。为了克服这个问题，一般在 DC 子载波上不发送数据，并且在线性放大前采用一个零陷滤波器来滤除这个直流信号。这样下行的子载波数为 $N_{SC}=12N_{RB}+1$，其中 N_{RB} 为资源块的个数，资源块的个数取决于系统带宽的大小。由于上行采用单载波方式，不存在 DC 子载波的问题。

下行用户的数据以虚拟资源块（VRB，Virtual Resource Block）的形式发送，VRB 可以采用集中或分散方式映射到 PRB 上。集中方式即占用若干相邻的 PRB，在这种方式下，系统可以通过频域调度获得多用户增益。分散方式即占用若干分散的 PRB，在这种方式下，系统可以获得频率分集增益。上行资源分配也分为集中式和分布式，集中方式包含一组相邻的子载波，分散方式包含一组分散的子载波。为了保持单载波信号格式，如果一个 UE 占用多个集中式 RB，这些子载波必须相邻，如果占用多个分散式 RB，所有子载波必须等间隔。

上述是频率上的资源分配，处于同样的考虑，在时域上，资源分配不是以一个 OFDM 符号为最小分配时间单元，而是采用 TTI 为单位来为用户分配时间。对于 1 ms 的 TTI，一个用户一次能分配到 14 个短 CP 的 OFDM 符号或者 12 个长 CP 的 OFDM 符号。

10.7.3 物理层传输信号的产生

除了 OFDM 方式，LTE 与传统 3G 的信号产生方式的最大区别在与对多天线的支持程度，虽然在 HSPA 中已经有了多天线的简单使用，如发送分集，但是与 LTE 相比很简单。LTE 中的基本 MIMO 模型是下行 2×2 个天线、上行 1×2 个天线，也考虑更多天线配置（最多 4×4）。由于移动终端体积上的限制，主要的 MIMO 技术都运用在下行。上行也可采用北电公司提出的虚拟 MIMO 技术，即两个用户各出一根天线，共享相同的频率资源，配对组成多天线阵。

MIMO 技术对于用户而言，不外乎空分复用、传输分集以及 TDD 中特有的波束赋型。目前考虑采用的传输分集方案包括块状编码传送分集（STBC，SFBC）、时间（频率）转换发射分集（TSTD，FSTD）、包括循环延迟分集（CDD，Cyclic Delay Diversity）在内的延迟分集和基于预编码向量选择的预编码技术。根据 TR25.814 的定义，如果所有复用数据流都用于一个 UE，就称为单用户 MIMO（SU-MIMO），如果用于多个 UE，就称为多用户 MIMO（MU-MIMO）。在单天线下一个 TTI 只能有一个传输块，而在多天线复用的情况下，一个 TTI 内最多容纳两个传输块。

LTE 物理信道包括控制信道和数据信道，控制信道主要利用 MIMO 的传输分集，相对简单。而数据信道由于需要根据信道状况选择是 MIMO 传输分集还是空分用户，相对复杂，这里主要介绍数据信道，控制信道就不一一介绍了，具体可参看参考文献[10]。下面就上行和下行数据信道分别阐述。

1. 下行物理数据信道

为了把 MIMO 的 3 种使用方式统一起来，LTE 把下行基带信号的产生分成两个主要步骤，分别是（复用）层映射和预编码，如图 10-23 所示。

（复用）层映射：从每个码字中提取数据，组成复用数据，可以复用为多层数据，同时隙的每层数据组成一个向量 $\overline{X}(i)=\{x_1(i),x_2(i),\cdots,x_{N_L}(i)\}$， N_L 为复用的层数，一般不超过天线数。

预编码：在 OFDM 符号产生前的 IFFT，对复用数据向量 $\overline{X}(i)$ 预先编码，把需要发射的数据映射到各个不同的天线上，达到分集或者复用的效果。一般采用预编码矩阵 $\overline{W}$ 与向量 $\overline{X}(i)$ 相乘。至于什么时候复用、什么时候分集，需要根据移动终端的信道状况和速率要求决定，由基

站决定切换。

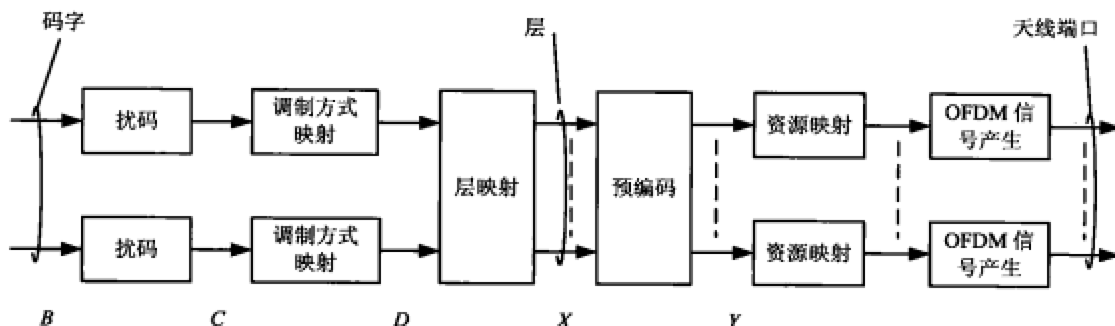


图 10-23 下行基带信号产生过程

图 10-23 中每个一个码字为一个传输块，可以多路传输。一个 TTI 内最多两个码字。至于扰码和调制映射与 HSPA 大致相同。除了沿用 R6 的 Turbo 码作为 LTE 信道编码，还引入了低密度奇偶校验码（LDPC，Low-Density Parity-check Code）。LDPC 可获得比 Turbo 码更高的编码增益，同时在解码复杂度上也略有减小。下行数据的调制主要采用 QPSK、16QAM 和 64QAM 这 3 种方式。

码字中的位流为 $b^{(q)}(0),\cdots,b^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)}-1)$，$q\in\{0,1\}$，$q$ 代表码字数，$M_{\text{bit}}^{(q)}$ 代表第 q 个码字的最大位数。扰码后的位流为 $c^{(q)}(0),\cdots,c^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)}-1)$，通过调制后，转换成相应的符号流 $d^{(q)}(0),\cdots,d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)}-1)$。根据相应的MIMO使用方式，各个调制后的符号流转换为层数据 $x(i)=\left[x^{(0)}(i),\cdots,x^{(\upsilon-1)}(i)\right]^{T}$，$i=0,1,\cdots,M_{\text{symb}}^{\text{layer}}-1$，其中 υ 为层数，一般小于天线个数 P，$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 为每层的最大符号数。

下面以一个简单的示意图来描述下行物理信号产生过程中层映射和预编码的作用。图 10-24 中每个方块为一个调制后的符号。

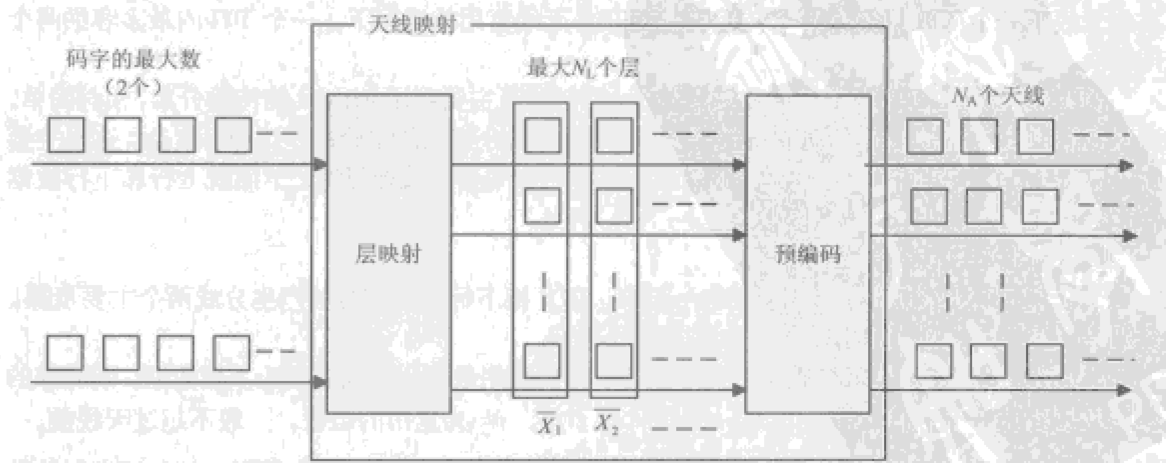


图 10-24 层映射和预编码示意图

因为层映射与后面的预编码有对应关系，下面就层映射分 3 种情况进行说明。

（1）单天线状况。单天线只有一个层，也就是没有层映射过程，这样 $\upsilon=1$，$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(i)$，$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}$。

（2）多天线的空间复用。在不用波束赋形的情况下，天线数最多为 4，因此层数 υ 最多为 4。而码字数有两种状态，总共 8 种组合形式，如表 10-4 所示。

表 10-4 空间复用下的层映射

层数	码字数	映射关系	$i=0,1,\cdots,M_{\text{symb}}^{\text{layer}}-1$
1	1	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}$
2	2	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i)=d^{(1)}(i)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}=M_{\text{symb}}^{(1)}$
3	2	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(i)$ $x^{(1)}(i)=d^{(1)}(2i)$ $x^{(2)}(i)=d^{(1)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}=M_{\text{symb}}^{(1)}/2$
4	2	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i)=d^{(0)}(2i+1)$ $x^{(2)}(i)=d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i)=d^{(1)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}/2=M_{\text{symb}}^{(1)}/2$

（3）多天线的传输分集。对于传输分集，每个 TTI 内只有一个码字。对应的层数有 2 种可能，如表 10-5 所示。

表 10-5 传输分集下的层映射

层数	码字数	映射关系 $i=0,1,\cdots,M_{\text{symb}}^{\text{layer}}-1$	
2	1	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i)=d^{(0)}(2i+1)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}/2$
4	1	$x^{(0)}(i)=d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i)=d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i)=d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i)=d^{(0)}(4i+3)$	$M_{\text{symb}}^{\text{layer}}=M_{\text{symb}}^{(0)}/4$

预编码接收从层映射的数据 $x(i)=\left[x^{(0)}(i),\cdots,x^{(\upsilon-1)}(i)\right]^T$，$i=0,1,\cdots,M_{\text{symb}}^{\text{layer}}-1$，根据 MIMO 使用方式转化为 $y(i)=\left[\cdots \quad y^{(p)}(i) \quad \cdots\right]^T$，$i=0,1,\cdots,M_{\text{symb}}^{\text{ap}}-1$，$y^{(p)}(i)$ 代表天线 p 上的信号。

预编码同样也分为单天线、多天线的空分复用和多天线的传输分集，每组转换形式必须与前面的层映射对应，即如果层映射采用传输分集，那么预编码也采用相应的传输分集域编码。预编码相对复杂，目前还在讨论中，具体参看 TR36.211。下面以具体例子来描述层映射和预编码的关系[11]。

（1）两层的空频块码（SFBC,Space–Frequency Block Coding），其层映射与预编码见图 10-25。这里只有一个码字，不是复用状态，层映射把数据流映射成两个传输层，预编码把传输层向量做空频编码，把数据映射到不同天线上的不同的子载波上。

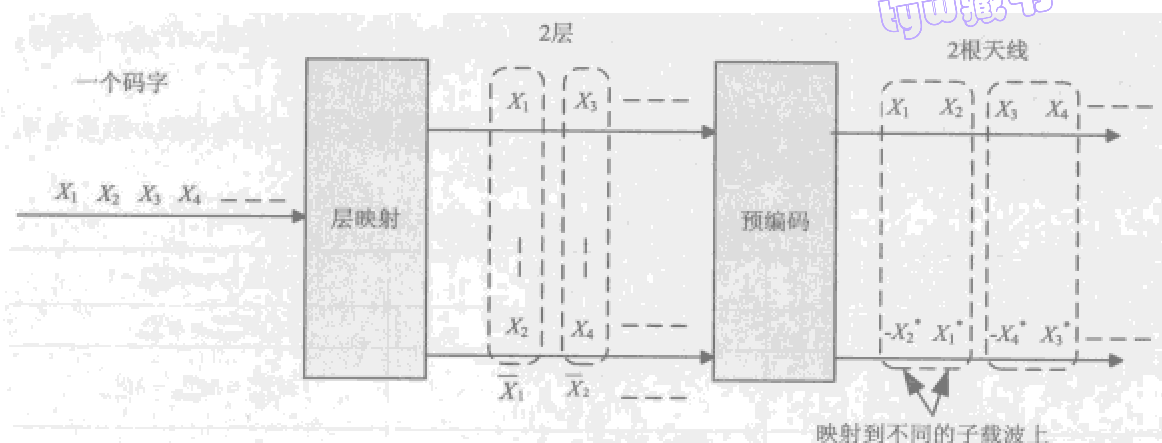


图 10-25 SFBC 层映射与预编码

（2）简单的传输分集，见图 10-26。这里也只有一个码字，一层层映射，预编码将层映射数据乘以预编码向量矩阵 ***W***，分布到 N_A 根天线上，这与 TD-SCDMA 中的波束赋型相当类似。

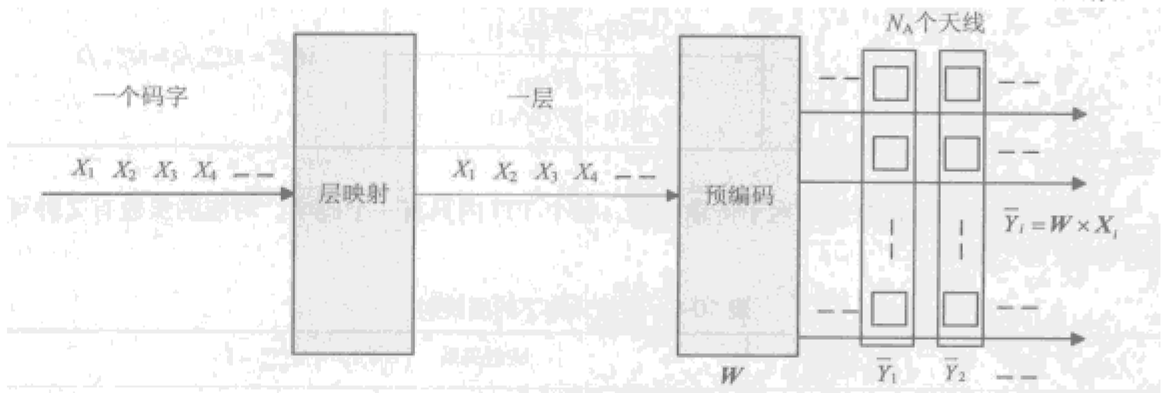


图 10-26 简单的传输分集

（3）空间复用，见图 10-27。空间复用有 2 路码字，3 层层映射，4 根发射天线。从图 10-27 中可知，第一个码字被映射到第一层，而第二个码字被映射到第二层和第三层。第二个码字中的符号数是第一个码字符号数的 2 倍才能保证各层中数据数目相同。层向量乘以预编码矩阵 ***W*** 转换到各天线上。

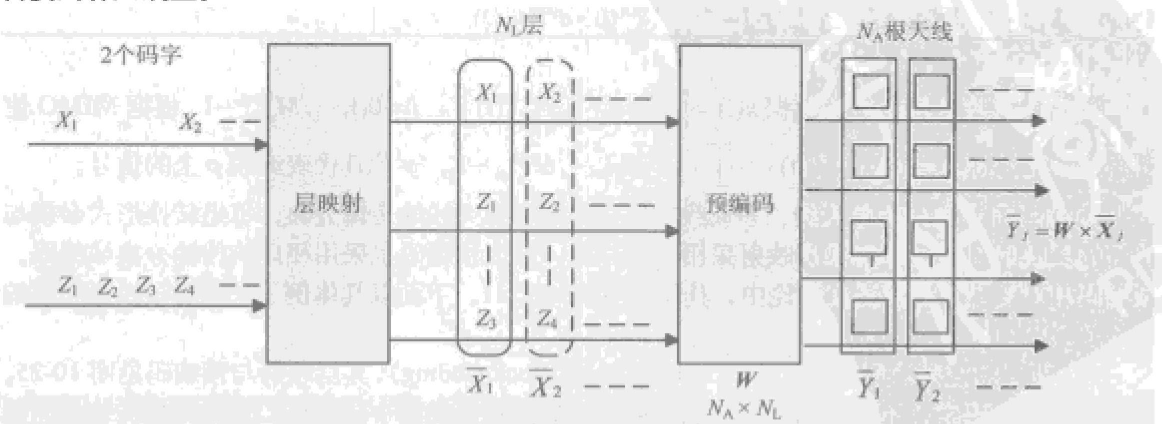


图 10-27 空间复用的层映射与预编码

一般 LTE 中的多天线的空分复用采用的是基于码本的预编码，此码本是层数、天线数和预编码矩阵的组合，由用户通过下行的导频参考符号测量，通过 CQI 反馈告知基站。

2. 物理上行信号的产生

上行考虑到移动终端的电池消耗和放大器器件的性价比，采用低 PAPR 的单载波 SC-FDMA 信号。SC-FDMA 可以用“频域”和“时域”两种方法生成，频域生成方法又称为 DFT 扩展 OFDM（DFT-Spread-OFDM），时域生成方法又称为交织 FDMA（IFDMA）。大部分公司支持采用 DFT-S-OFDM 技术。这种技术是在 OFDM 的 IFFT 调制之前对 M 个符号做 M 点的 DFT 运算，反映在系统发射端就变成了时域信号，从而可以避免 OFDM 系统发送频域信号带来的 PAPR 问题。DFT-S-OFDM 发射机结构见图 10-28。

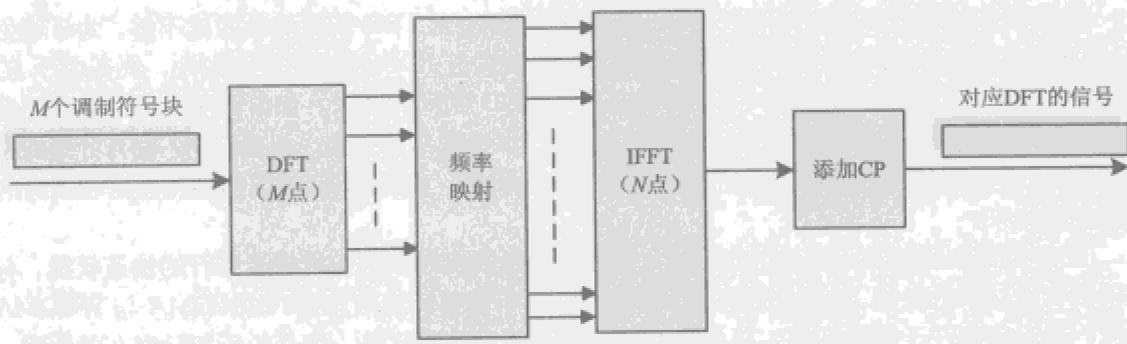


图 10-28 DFT-S-OFDM 发射机结构

DFT 的点数大小 M 决定了信号占用的瞬时带宽大小，而频率映射决定了信号占用的实际频谱位置和大小。从 DFT 的实现方便上考虑，M 应取 2 的幂，但是这样的取值会限制信号占用带宽的灵活可变性。因此同时考虑这两方面的因素，M 一般取整数 2、3 和 5 之间的组合乘积，为 15、16 或者 18，便于 DFT 用 FFT 来实现。

SC-FDMA 的系统参数与下行信号一致，都是子载波间隔为 15 kHz，12 个子载波为一个分配单位，采用集中式子载波分配。上行带宽中没有 DC 子载波，因为 DC 子载波的出现会导致高的 PARR，同时 DFT 的预编码会使 DC 子载波带来的干扰混叠到其他子载波上，影响整个信号质量。

上行物理共享信道的信号产生方式与下行类似，只是没有多天线支持，见图 10-29。信号首先被扰码，然后调制映射，转换成复信号流，通过 DFT 的变化，把信号变到频率上，通过资源块映射，分配到实际的占用频率块上，通过 IFFT，产生时域的 OFDM 信号。



图 10-29 上行物理信号产生

在上行中，由于受到终端发射功率限制，其覆盖范围不如下行信号的覆盖范围，因此在上行中还支持以跳频的形式发送数据。一般最简单的跳频方式如图 10-30 所示，一般主要用于 PUCCH，也部分用于 PUSCH。

一个 TTI 内两个时隙，两个时隙采用不同的频率点，信号通过跳频的方式遍历两个衰落不相关的频点，获得频率分集增益，从而增大信噪比，增大覆盖范围。



图10-30 跳频方式传输数据

10.8 LTE TDD的发展方向

目前LTE的研究都是支持FDD的厂商在积极推动，对TDD的特殊性考虑不够。为了避免3G中出现多种不同制式的TDD模式，避免TDD模式与FDD模式的差别太大，现在LTE的TDD研究向单一制式方向发展，并且尽量采用与FDD相同的技术。如前面所述，目前已同意采用一种制式的TDD帧结构，并且向FDD靠拢，保持帧结构一致。但是TDD也有自身的特点和优势，应加以发挥，对TDD特有的技术应加快研究，使得TDD的灵活性和频谱利用高的特点发挥出来。

TDD的最大优势在于信道的互易性，它通过简单的机制获得上行或者下行的信道状况，有利于多天线技术的发展，特别是开环的MIMO技术(不需要反馈信息)。TD-SCDMA与WCDMA相比，最大优势在于智能天线，在LTE中应该继续发展此种优势。但是由于国际融合的原因，智能天线被限制在非MIMO的单流发送范畴，无法充分发挥智能天线在多流MIMO传输和空分多址SDMA上的优势。在TDD多天线的使用方式上，可以考虑如下2个方向[12]。

（1）多流智能天线。此技术使传统智能天线和多流MIMO技术相结合，即由原来的在一份时/频/码域资源内给一个用户赋形一个波束，扩展到现在的在一份时/频/码域资源内给一个用户赋形多个波束（实现单用户MIMO）或给多个用户同时赋形（SDMA），从而大大提高小区容量和小区边缘容量。

（2）TDD非码本预编码技术。和广泛使用的码本预编码不同，利用TDD信道对称性，直接从上行获得下行信道先验信息，并采用波束赋形的专用导频。

对于TD-SCDMA来说，智能天线是必备的，也是体现优势之所在。但是智能天线的天线间距必须保持在半个波长范围，保证天线间的信道是相关的；而MIMO的天线间距要求大于波长范围，要求天线的信道尽量不相关，这两者有一定的冲突。目前已有一些方案来解决这个问题，但是还需进一步研究如何将智能天线的波束赋型和MIMO的复用特性结合起来。

10.9 HSPA+

HSPA+的起因其实和LTE有潜在的关系。在LTE项目启动之前，虽然3GPP注定会在HSDPA和HSUPA之后开展进一步演进，但演进的方向和时间表都迟迟未定。但2005年，随着LTE项目的启动和快速推进，HSPA演进的工作也开始加速。

在LTE项目的早期，各公司对LTE系统的多址技术选择有争执。大部分公司主张采用OFDM作为LTE的基本多址技术，这种技术可以扩展到很大带宽，更符合技术长期发展的趋势，可以更平滑地过渡到4G（IMT-Advanced）。少部分公司主张沿用3GPP一直采用的CDMA技术，并在此基础上进行一系列改进，如采用MIMO技术和增强型接收机等。

但是LTE最终选择了OFDM/SC-FDMA作为基本多址技术。这就使LTE系统缺乏和现有

3G 系统的后向兼容性，因此更适合于在较早阶段（如 2002 年左右）部署了 3G 系统、在 2010 年左右希望大规模更新网络的那些运营商。对于那些近几年刚部署了 3G 系统、在 2015 年之前不希望进行“革命性”换代的运营商，LTE 可能不是在近几年内保持市场竞争性的最佳选择。

另一方面，在 LTE 选择 OFDM 作为基本多址方式时，并无法证明除了带宽扩展性外，OFDM 比 CDMA 有什么明显优势。因此在做出艰难决定的同时，作为向支持 CDMA 的公司的一种妥协，承认在 5 MHz 带宽以内，CDMA 演进系统完全可以做到和 LTE 系统具有相同的性能，HSPA 系统也可以在 5 MHz 带宽内继续演进。

基于这样一个理论技术，在LTE项目之后，在2006年3GPP又启动了HSPA（HSDPA和HSUPA）的演进项目[13]，又称为HSPA+。HSPA+技术的宗旨是要保持和3GPP R6版本的后向兼容性，同时在5 MHz带宽下要达到和LTE相仿的性能。同时提供低复杂度、低成本的、从HSPA向SAE/LTE平滑演进的路径，以满足在近期内以较小的代价改进系统、提高系统性能的HSPA运营商采用HSPA+技术进行演进。目前HSPA+演进主要针对FDD系统，并已基本接近完成，TDD的HSPA+也正在制定中[14]。

HSPA+的研究内容包括高阶调制、多天线技术MIMO、连续分组数据连接CPC、增强FDD小区FACH和接入网架构优化等，其中最主要的是对下行MIMO的支持。下面阐述HSPA+的技术目标和一些关键改进技术。

10.9.1 HSPA+技术目标

在 2006 年 5 月底召开的 RAN 全会上，确定了 HSPA+系统需要达到的基本需求：

（1）HSPA+要在 5 MHz 内达到与 LTE 一样的频谱效率；

（2）HSPA+要尽可能实现与 LTE 共享部分资源，如 LTE 的核心网 SAE；

（3）简化或减少网络节点数量，降低用户面和控制面延迟；

（4）HSPA+要作为一个仅仅使用高速数据信道（HS-DSCH，E-DCH）的分组网络；

（5）HSPA+网络应该后向兼容 R4、HSPA 的终端；

（6）希望能在现有的 3G 网络上进行小规模的升级，即增加可支持 HSPA+的功能。

10.9.2 HSPA+中的 MIMO

其实在 3G 和 HSPA 中已经用了多天线技术，但只是使用天线的分集作用，主要用来提高载干比，提高信号强度和覆盖范围。HSPA+中引入 MIMO 主要是想利用 MIMO 的空间复用功能，增大用户端到端的峰值速率，从而提高系统性能。

MIMO 是采用分集还是复用，主要取决与用户的信道状态，对于小区边缘或者信道条件比较差的用户，如果采用复用来并行传输数据，可能每一路都达不到信噪比要求，因此一般采用分集的方式来提高信噪比。而对于小区内部或者信道条件比较好的用户，单独使用一根天线就能达到很好的信噪比，因此可以考虑采用复用方式的 MIMO，并行传输数据，从而增大用户的速率。

但是 MIMO 的多天线会增加体积，同时也需要多功放的配合驱动，因此增加耗电。在以个人用户为主的 3G 移动通信中，终端的体积和耗电始终是困扰众多芯片/设备厂商的难点。经过初步讨论，HSPA+最终确定了只在基站侧采用 2×2 模式的 MIMO 天线，终端沿用原有的单天线模式。

考虑复杂度和简化设计，MIMO 复用一般采用两个流的空间复用，这与 LTE 的 MIMO 复用方式相同，此种方式也称为双码流天线阵（D-TxAA，Dual-stream Transmit Adaptive Array），如图 10-31 所示。

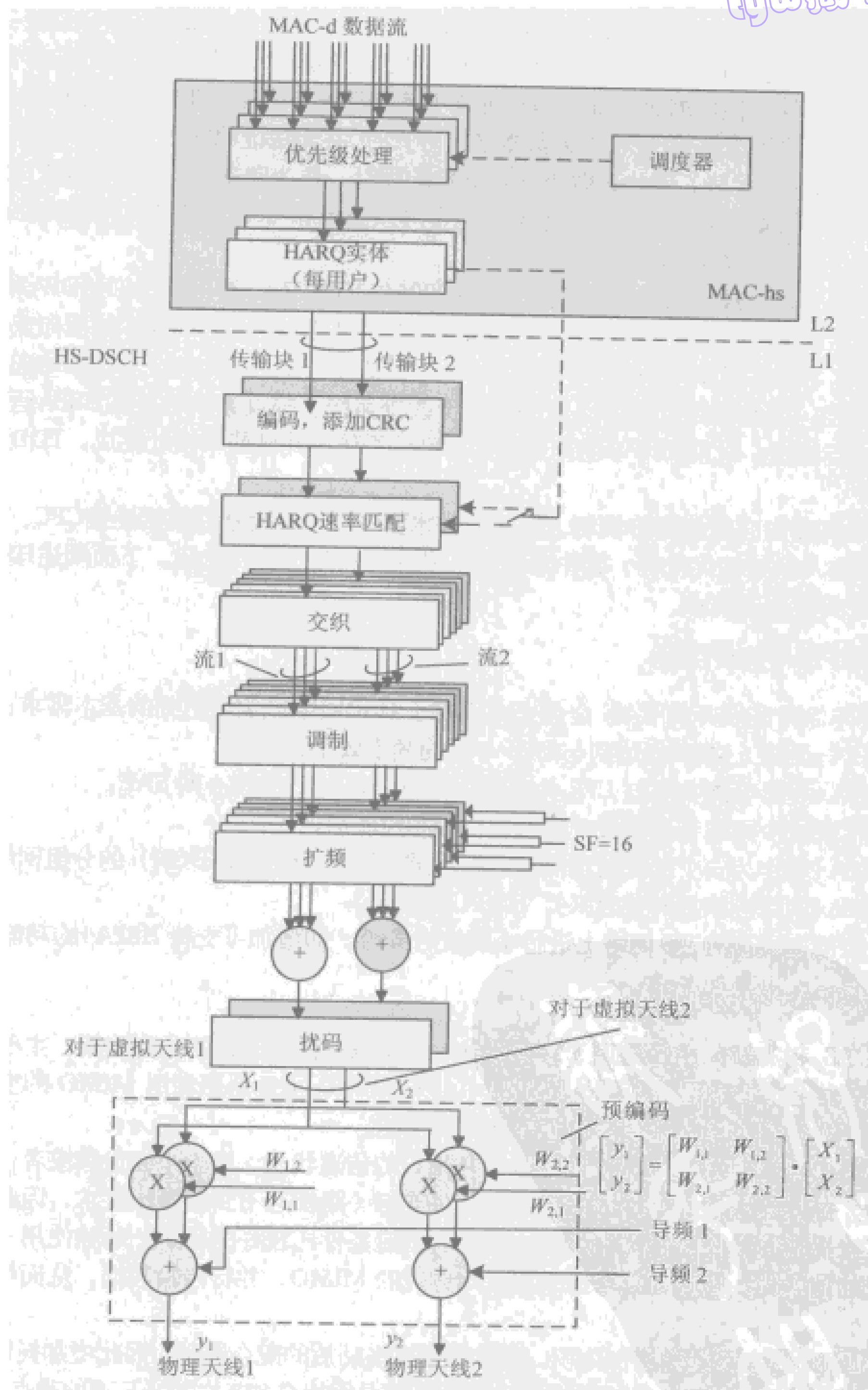


图 10-31 D-TxAA 天线复用

在图 10-31 中，HSPA+中的 MIMO 复用支持两个流，每个流的产生方式与 HSPA 中非 MIMO 模式的一样，都是编码、添加 CRC、交织、调制、扩频和扰码，只是在双流复用之前，采用预编码来完成数据到天线的复用。预编码的原理已在前文中详细介绍了，这里不再赘述。如果这

里只有一个码流，那么 MIMO 表现为天线分集作用，相当于 HSPA 中的单流闭环天线分集。

为了支持双流复用，HS-DSCH 支持一个 TTI 内两个传输块，每个传输块就是一个数据流。每个数据块单独添加 CRC，单独编码调制，与 HSPA 中的一个码流一样。由于这两个数据流属于同一用户，且空间上能区分，为了节省码字资源，这两个码流采用同样的扩频码，只要在接收方采用干扰消除的方法就可以区分它们。这两个码流交织后，相当于 HSPA 中的两个单独码流，也相应地形成了两根虚天线。两根虚天线上的数据采用预编码矩阵 $\boldsymbol{W}$ 来编码，映射到发送的两个物理天线上。这个预编码矩阵跟 LTE 中的一样，能同时起到复用和分集的作用，只要取不同的编码矩阵。比如单流分集时，预编码矩阵变为 2×1 矩阵：$w_{1,1}=1/\sqrt{2}$，$w_{2,1}\in\left\{\frac{1+j}{2},\frac{1-j}{2},\frac{-1+j}{2},\frac{-1-j}{2}\right\}$，天线表现为复用。当为双流复用时，预编码矩阵为 2×2 矩阵：

$$\boldsymbol{W}=\begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix} \tag{10-12}$$

$\boldsymbol{W}$的选取使得两个码流正交，这样两个码流就不会相互影响。预编码矩阵是通过预编码控制指示符（PCI，Precoding Control Indicator）来选择的，此指示符由用户UE反馈给基站。

下面描述MIMO中的一些配套措施，包括速率控制、HARQ和相应的控制信令。

1. MIMO 中的速率控制

复用中的每个单独数据流的速率控制与 HSPA 相同，但是复用流的速率控制需要考虑复用流的个数以及预编码矩阵，因此 MIMO 复用模式的速率控制需要考虑复用流的个数、每个流的传输块大小、编码调制方案和复用的预编码矩阵。这个信息需要通过 HS-SCCH 信令信道通知给用户以便解码。同时 MIMO 的复用模式一般只针对高信噪比用户，对于低信噪比用户，还是采用 MIMO 的分集模式，这也是 MIMO 的一种速率控制。

同 R6 版本的 HSPA 一样，速率控制也需要 UE 反馈信道的瞬时状况，而多流传输的选择是由 eNode B 决定的，调度器可能采用单流也可能采用多流，因此需要 UE 反馈的时候，同时考虑这两种情况，需要反馈信息中包括预编码信息。

2. MIMO 中的 HARQ

在 MIMO 进行双流复用传输时，可能出现一个数据流解码正确而另外一个数据流解码失败的情况，传输成功的数据流不需要重传，而失败的数据流需要重传，因此需要 HARQ 模块对每个流分别采用 1 bit 的 ACK/NAK 来表示流是否被正确传输，同时需要为每个流标识相应的 HARQ 指示符。

3. MIMO 中的控制信令

为了支持 MIMO 复用模式，HSPA+的控制信息必须做一定的修改，同时与之对应的 MAC 和 RLC 模块都要做小的修改。为了使调度器了解下行终端的信道状况，需要终端上报 CQI 信息，由于终端不知道是否采用 MIMO 的多流传输，因此在上报的过程中，需同时上报单流和多流的信道状况。一旦调度器决定了采用的 MIMO 多流发送模式，就需要通过调度信息告知终端此信息。因此调度信息需要携带多流信息。HSPA 的下行调度信息在 HS-SCCH 中发送，修改如图 10-32 所示。

HSPA 中的 HS-SCCH 的结构依然保留，分为两个部分。为了支持双流传输，需要添加图 10-32 中的灰色部分，比如在第一部分增加发送流的个数和预编码矩阵，第二部分中添加第二个流的传输块大小和第二个流的 HARQ 信息。

相应的上行控制信息也需要修改，不仅仅是 CQI 信息，还包括上行 HARQ 的反馈 ACK/NAK

信息和PCI信息，这些控制信息在HS-DPCCH中传输。对于HARQ的反馈信息，如果是单流传输，与HSPA就没什么差别，如果支持双流传输，就需要两个ACK/NAK位，这两位被编码为10 bit在HS-DPCCH中传输。

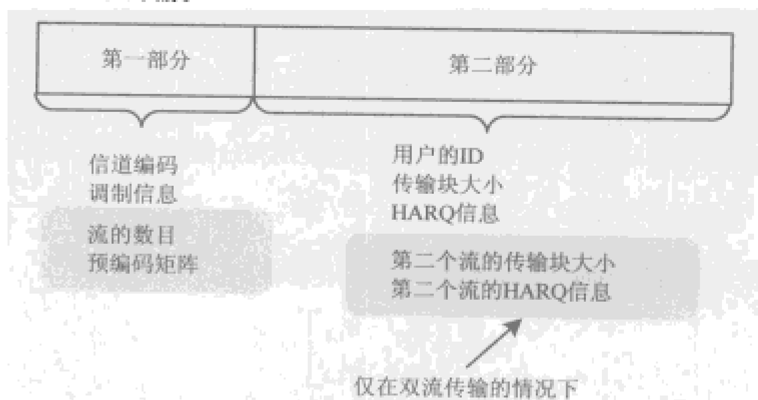


图 10-32 MIMO中的控制授权信息

PCI是2 bit的编码信息，描述的是最匹配当前信道状况的预编码矩阵。由于预编码矩阵跟信道密切相关，为了完全与信道匹配，就需要上传此预编码矩阵。如果完全传输此预编码矩阵，传数量就非常大。为了简化传输量，一般不直接传输预编码矩阵，而是传输预先设定好的预编码矩阵的编号。由于信道当前的匹配的预编码矩阵和上传编码对应的预编码矩阵不完全相符，因此在接收端性能有一定的损失，这是不可避免的。

同样，也不上传当前具体的信道响应，而是上传CQI，此CQI代表在推荐的PCI下，用户终端UE推荐的传输速率。由于不知道调度器是采用单流还是双流，上报的CQI必须包括双流信息。因为即使信道条件比较好，足以支持双流传输，但是如果传输的块比较小，调度器仍然会选择单流传输。由于双流CQI是在PCI信息下预测的速率，单流和多流传输的预编码矩阵不同，不能通过双流CQI来推断单流CQI信息，因此在CQI的传输上，同时包含这两种信息，采用混合的形式发送。对于单流CQI和双流CQI，采用两种模式来表示。

类型A：包括PCI、推荐的传输流数和每个流上的CQI信息，此CQI信息为8 bit。

类型B：包括PCI和单流下的CQI信息，此CQI信息5 bit。

在这两种情况下，PCI和CQI信息被联合编码为20 bit，以组合的形式以2个时隙在HS-DPCCH中传输，如图10-33所示。

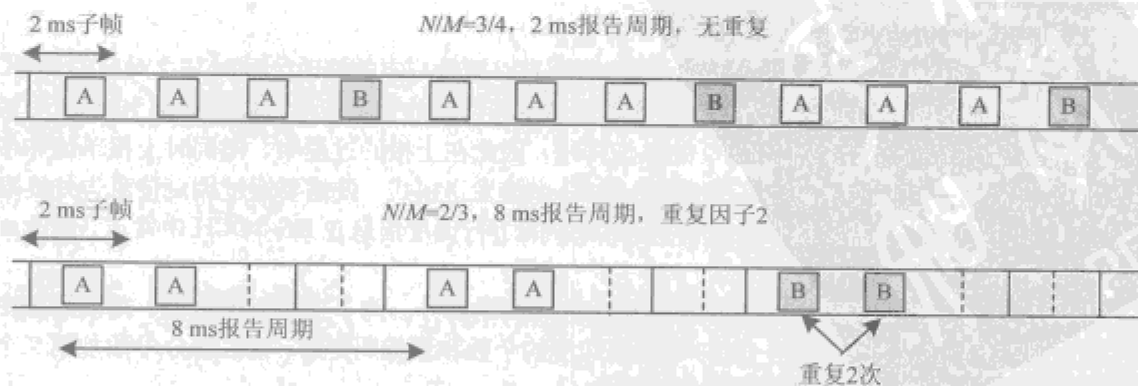


图 10-33 CQI报告信息

N 代表类型 A 的报告数，而（*M*–*N*）代表类型 B 的报告数，*N*/*M* 的值是由上层 RRC 信令决定的。图 10-33 的上图表示在没有重复发送的情况下，每个报告周期为 2 ms，类型 A 报告 3 次后，类型 B 报告。而图 10-33 的下图表示在 2 次重复发送的情况下，每个报告周期为 8 ms，类型 A 报告 2 次后，类型 B 报告。通过此种模式，调度器可以同时知道两种模式的信道信息，以便判断是否采用 MIMO 的多流方式传输。

10.9.3 高阶调制与终端类别

MIMO 的双流复用能增大信号的峰值速率。但是在有些情况（即使信道条件比较好的情况）下，比如用户与基站是视距传输，不能使用双流传输，只能利用 MIMO 的分集方式。还有一个情况是终端不支持 MIMO，这个时候只能采用高阶调制来提高峰值速率。HSPA+中允许下行 64AQM 和上行 16QAM，并且是同时支持的。

HSPA+只是对 HSPA 的升级，并不要求所有终端都支持 MIMO。为了保持后向兼容性，把支持 MIMO 的终端分别归类：在 HSDPA 中归类为第 13~17 类，在 HSUPA 中归类为第 7 类[15]。具体见表 10-6。

表 10-6 HSPA+下行终端分类

分类	码字数目	调制方式	MIMO	编码速率	峰值比特速率 Mbit/s	3GPP 版本
12	5	QPSK	—	3/4	1.8	第 5 版本
5/6	5	16QAM	—	3/4	3.6	第 5 版本
7/8	10	16QAM	—	3/4	7.2	第 5 版本
9	15	16QAM	—	3/4	10.1	第 5 版本
10	15	16QAM	—	接近 1/1	14.0	第 5 版本
13	15	64QAM	—	5/6	17.4	第 7 版本
14	15	64QAM	—	接近 1/1	21.1	第 7 版本
15	15	16QAM	2×2	5/6	23.4	第 7 版本
16	15	16QAM	2×2	接近 1/1	28.0	第 7 版本

在下行中，第13~16类支持64QAM，最高峰值速率是21.1 Mbit/s。第15和16类支持2×2的MIMO，最高峰值速率是28.0 Mbit/s。如果把64QAM和2×2的MIMO结合起来，能达到理论极限40 Mbit/s。

上行中第7类支持16QAM，能达到11.5 Mbit/s的峰值速率。上行终端分类见表10-7。

表 10-7 HSPA+上行终端分类

分类	TTI（ms）	调制方式	编码速率	峰值比特速率Mbit/s	3GPP版本
3	10	QPSK	3/4	1.4	第6版本
5	10	QPSK	3/4	2.0	第6版本
6	2	QPSK	1	5.7	第6版本
7	2	16QAM	1	11.5	第7版本

10.9.4 CPC

由于数据业务是突发的，基于分组的数据业务（例如HSDPA）的用户可能需要长时间地保

持连续连接，只是在需要接收或者发送数据时，转入激活状态进行数据传输，然后又进入空闲状态。分组数据的突发造成了频繁的连接和终止，造成了不必要的状态转移和不必要的开销和延迟。对于用户来说，需要保持HS-DSCH或E-DCH连接来随时接收数据，但是这对用户的电池消耗和网络干扰造成了极大的影响。即使用户不接收数据，用户的控制信道仍然保持连接，这就对上行DPCCH有干扰。HSPA+为了解决此问题，提出了分组数据的连续传输（CPC，Continuous Connectivity for Packet Data Users）概念，它包括以下3个主要部分。

- 非连续传输（DTX，Discontinuous Transmission），用来减小上行干扰，增加上行容量，同时节省电池消耗。
- 非连续接收（DRX，Discontinuous Reception），允许用户周期性地关闭接收电路，节约电池消耗。
- HS-SCCH-less操作（HS-SCCH-less operation），减小小数据的控制信令开销，对于VoIP业务非常有利。

CPC能保证用户永远在线，并减小电池消耗。下面分别就这3个部分进行阐述。

1. DTX

数据业务是突发的，但是在HSPA中，即使没有数据传输，上行控制信道DPCCH也是一直保持连接的。这种DPCCH的持续连接对系统是一种干扰，并且消耗电池，如果能使DPCCH减少处于活动状态的时间，那么就能达到减小干扰和减小电池消耗的目的。最直接的方法是当无数据传送时，关闭DPCCH，但是DPCCH的关闭会导致上行同步和功率控制的问题，还会导致状态转移引起的延迟现象。因此采用在没有数据发送的时候，间断地保持DPCCH的连接性，这样既能保持上行同步和功率控制不受影响，也能降低干扰，这就是DTX的思想。很明显，数据业务突发得越严重，DTX的效果就越好。

当上行E-DCH信道上没有数据发送时，DPCCH就停止连续发送，进入DTX循环周期，只在某个时隙上发送，其他时隙上停止发送，跟下行接收寻呼信息思想一致。这个DTX循环周期是由RNC决定的，一般有两种模式的循环周期：循环周期1（短周期）和循环周期2（长周期），后者是前者的整数倍。当E-DCH没有数据发送时，DPCCH进入循环周期1，如果再过一段时间E-DCH还没数据发送，DPCCH进入循环周期2，发送间隔更长，可以发送的控制信息更少。一旦E-DCH信道有信息发送，DPCCH马上进入持续发送阶段。

2. DRX

在HSPA中，用户终端要求检测每个子帧中的HS-SCCH，虽然这有利于调度的灵活性，但是要求终端持续打开接收电路，导致了不必要的电池消耗。为了减少电池消耗，CPC引入了DRX，跟DTX思想一样，DRX只在某时间段内打开接收电路并检测信息，而在其他时间则关闭接收电路，节约电池消耗。DRX一般与DTX配合使用。当HS-DSCH没有数据发送时，系统RNC会根据DRX循环周期，限制用户UE只在某个帧内去检测HS-SCCH、E-AGCH和E-RGCH，其他帧内关闭接收电路。虽然DRX循环周期限制了调度的实时性，但是对于像VoIP这种数据包每20 ms周期性到达的业务，不是一个问题。

对于像E-HICH反馈接收信道，不必执行DRX，因为一旦上行数据传送，终端必须持续检测E-HICH信道来检测ACK信息。

3. HS-SCCH-less 操作

一般说来，每一次数据业务传输都会伴随着调度控制信息的传输。由于数据业务的传输块明显大于控制业务的传输块，因此对于下行控制信道HS-SCCH来说，当下行共享信道HS-DSCH处于中等以上负载时，HS-SCCH的信道开销相对于HS-DSCH要小得多。然而对于VoIP这种小

数据包、持续传输的业务，HS-DSCH负载不大，而HS-SCCH的信道开销就会偏大。为了减小这个问题，提高对VoIP业务的支持能力，HSPA+提出了HS-SCCH-less操作，它的基本思想是HS-DSCH的传输不一定要和HS-SCCH匹配。当VOIP业务在HS-DSCH中传输时，HS-DCCH不必每次都传送传输格式，让HS-DSCH盲检测传输格式。当HS-SCCH-less操作被配置后，系统RRC会给HS-DSCH配置一些预定义的传输格式，让HS-DSCH根据这些预定义的传输格式解码，这是一种盲检测解码。为了减小盲检测的复杂度，一般预先设定的传输格式数最多为4个，并且所有传输格式都限制在QPSK和最多使用两个信道码基础上。这些限制都非常适合于那些传输块小的数据传输。

在 UE 执行 HS-SCCH-less 操作时，UE 不接收 HS-SCCH 信道信息，它会根据预定义的传输格式来解码。如果解码成功，传送 ACK 信息给基站。如果解码失败，存储这些传输块，留待下次重传解码。此种过程不会出现传送 NAK 信号现象。

在 HS-SCCH 正常传输的情况下，HS-SCCH 会携带调度 UE 的 ID。然而在 HS-SCCH-less 过程中，没有调度控制信息，不能判断目前哪个 UE 在被调度，因此在 HS-DSCH 上发送数据的 24 bit 的循环冗余 CRC 上携带 UE 的 ID，确定当前哪个 UE 被调度。此 CRC 根据用户 ID 来生成，当用户检测 CRC 时，会检查此数据块是否是自己的，如果是其他 UE 的，就丢弃。

其实可以考虑 HS-SCCH 正常传输调度控制信息，用户保留此控制信息，当执行 HS-SCCH-less 操作时，就采用此控制信息来解码，不执行盲检测解码。只有当完全没有 HS-SCCH 控制信息时，才执行盲检测解码。

4. CPC 的控制信令

CPC 的 DTX 和 DRX 循环周期都是由 RRC 信令配置和激活的，CPC 不是在呼叫一开始就激活，而是在呼叫一段持续时间后才被 RRC 激活，因为需要保持同步和功率控制稳定。而 HS-SCCH-less 操作是可以在呼叫开始就被激活的。

除了通过 RRC 信令来激活上行的 DTX 和下行的 DRX，还可以通过一个 HS-SCCH 的保留位来激活。这个机制还在讨论中，它可以提高信令控制的灵活性。如果用户接收到 DTX 或 DRX 的改变控制信息，需要通过 HS-DPCCH 向基站反馈。

10.9.5 增强型的 CELL-FACH 状态

前一节所述的 CPC 是为了使用户处于“永远在线”的状态，与 HSPA 中的 CELL_DCH 状态一样能持续接收或发送数据，但同时也能减小电池消耗。但在 HSPA 中，处于 CELL_DCH 状态时，当用户很长时间不传输数据或者传输数据量变小时，系统就会通过信令通知 RRC 进入 CELL_FACH 状态。一旦进入 CELL_FACH 状态，用户数据就只能在 FACH 上传输。而 FACH 是半静态配置，且传输速率低，一般在 10 kbit/s 左右。如果处于 CELL_FACH 状态的用户增加数据量传送，就会重新回到 CELL_DCH 状态，此种频繁的状态转移会造成大的延迟。

为了减小此种状态变化的延迟，HSPA+提出增强 CELL_FACH 状态，在此状态下，允许 CELL_FACH 和 CELL/URA_PCH 态的终端 UE 使用 HS-DSCH 传输数据。其目的是提高 CELL_FACH 态的峰值速率，减少 CELL_FACH、CELL_PCH 和 URA_PCH 用户面和控制面时延，减少 URA/CELL_PCH 和 CELL_FACH 向 CELL_DCH 的状态迁移时延，减少 UE 的电池消耗。在 CELL_FACH 状态下，使用 HS-DSCH 可以使从 CELL_FACH 状态转换到 CELL_DCH 状态的延迟变小。通过使用 HS-DSCH，状态转换信令可以很快到达用户，并且也有助于降低呼叫信令的延迟。

在增强型的 CELL-FACH 状态中，用户 UE 需要监测 HS-SCCH，看是否有调度信令，因为

随时可能发送或接收数据。与 HSPA 不同的是，在增强型的 CELL-FACH 状态下，没有 E-DCH，不需要发送 CQI 信息，不需要反馈 HARQ 信息。而对于速率控制和调度来说，CQI 信息是必备的，因此这个 CQI 信息只能在最开始的随机接入过程中获得，不适应信道快速变化。同时由于没有 HARQ 的反馈，需要网络盲重传数据，以保证数据的准确传输。

10.9.6　RLC 协议的增强

为了充分利用高阶调制和 MIMO 技术，HSPA+中的 RLC 协议需要适当修改。在 HSPA 中，RLC PDU 的大小是静态配置的，只适应中低速率，对于 HSPA+的高速数据传输不适应。因此 RLC PDU 的大小、RLC 的往返时间和 RLC 的接收窗口大小都需要修改，以适应高速数据的传输。为了与后向兼容，HSPA+提出了一个可变化的 RLC。

在 R4 版本中，为了保证 RLC 重传的效率，把确认模式下的 RLC 数据包大小设置成 40 bit，由 MAC 层把小的 RLC 数据包组合起来，组成适应信道传输的 MAC PDU 大小。由于 MAC 层的 HARQ 基本完成了所有的重传，而 RLC 层的重传很少发生，因此会产生过多的 RLC 头信息，这就降低了数据传输效率。

在 HSPA+中，RLC PDU 的长度设置成与上层数据包（甚至是上层 IP 数据包）长度相适应，而由 MAC 层去分割数据包，以适应无线信道的变化。这样可以保证 RLC 的包足够大，RLC 的头开销和 RLC 的填充最小，以适应高速传输。

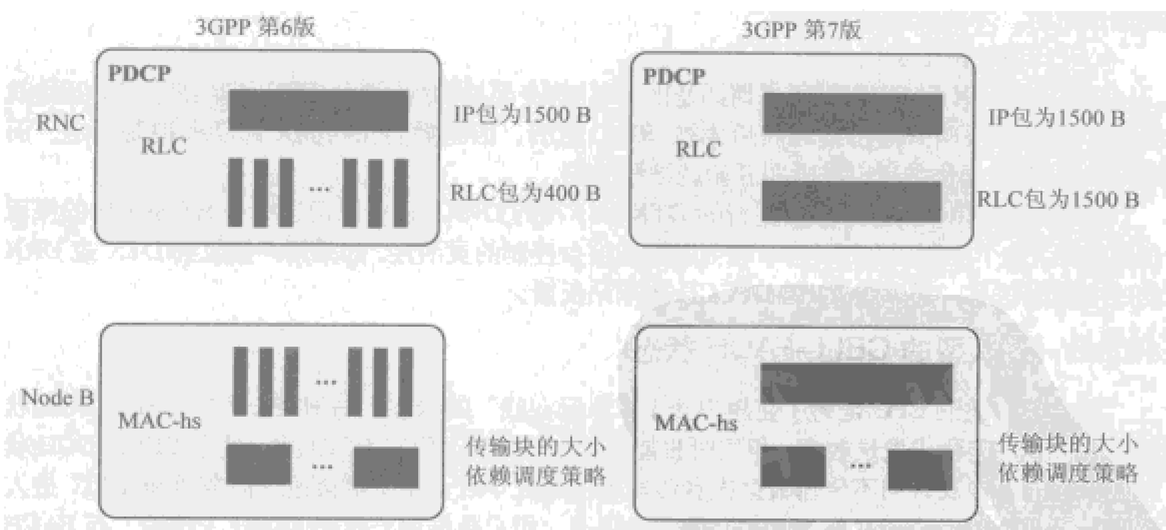


图 10-34　RLC 的改进

可变化的 RLC 具有如下优点。

- RLC 的传输效率更高，头开销变小。如图 10-34 所示，减少了不必要的 RLC 头信息。在 40 bit 长的 RLC PDU 中有 2 bit 用来表示 RLC 头信息。
- RLC 的长度更能适应上层业务需求，避免不必要的填充开销。
- RLC 的发送大小没有窗口限制。如果采用小的 RLC PDU，发送数据窗口的大小会限制峰值速率的提升。
- 基站和用户对包的处理更少了。

在 HSPA+中，还允许不同无线承载的数据复用到同一个传输块中，这可以增加混合业务的资源利用率。

10.9.7 HSPA+总结

HSPA+是和 LTE 并行的演进项目，HSPA+稍晚于 LTE，因此 LTE 中的一些好的增强技术可以纳入到 HSPA+中。HSPA+通过在 HSPA 上的一点小的改进，通过增加增强型 CELL-FACH 状态，增加 CPC 功能和 MIMO 的双流复用，减小了用户呼叫建立时间、信道分配时间和终端电池消耗，同时增强了用户的峰值速率。在 2×2 的 MIMO 下，峰值速率能达到 28.8 Mbit/s。通过 CPC 技术和 RLC 的优化改进，能综合提高 50%的 VoIP 容量。通过引入新的扁平构架，减小控制平面和用户平面的延迟，使 HSPA+基本上接近了相同带宽的 LTE 性能。

以上的 HSPA+演进主要都是针对 FDD，由于 TDD HSPA+演进的滞后，许多在 FDD 上运用较好的技术也可以直接运用于 TDD 中，但同时需要考虑 TD-SCDMA 的特殊性，以保证充分利用。

参考文献

[1] Hongwei Yang.A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-Based air interface. *IEEE Communications Magazine*.Jan. 2005:53-60.

[2] 尹长川等. 多载波宽带无线通信技术. 北京邮电大学出版社，2004.

[3] 3GPP TS 25.913 Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN).

[4] 3GPP TS 22.278 Service requirements for the Evolved Packet System.

[5] 3GPP TS 23.882 3GPP system architecture evolution (SAE): Report on technical options and conclusions.

[6] 3GPP TS 36.300 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRAN); Overall description; Stage 2.

[7] 3GPP TS 36.212 Multiplexing and channel coding.

[8] 3GPP TS 36.201 General description.

[9] 3GPP TS 25.814 evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA).

[10] 3GPP TS 36.211 Physical Channels and Modulation.

[11] Erik Dahlman, Stefan Parkval.3G Evolution HSPA and LTE for Mobile Broadband. London Academic Press，2007.

[12] 沈嘉. 国产 4G 技术方案基本成型. 通信世界，2007.

[13] 3GPP TS 25.999 HSPA Evolution (FDD).

[14] 3GPP TR 25.824 Study report on future HSPA Evolution for 1.28Mcps TDD.

[15] 3GPP TS 25.306 UE Radio Access capabilities.

第11章　TD-SCDMA干扰分析

在移动通信网络中，干扰不可避免，而且干扰的产生方式也是多种多样的。某些专用无线电系统占用没有明确划分的频率资源、不同运营商网络配置不当、收发滤波器性能不完善、小区重叠、环境、电磁兼容等都会对当前系统产生干扰，严重影响信号的传输。为此我们有必要分析 TD-SCDMA 系统中的干扰，以便找到有效的方法来抑制干扰。

本章首先分析干扰的产生，然后总结几种干扰分析的方法，最后论述 TD-SCDMA 系统中的自干扰和 TD-SCDMA 系统与其他系统的互干扰。

11.1　干扰分析概述

CDMA 是干扰受限系统，无论采用哪种无线空中接口方式，例如 TDD 和 FDD，系统内都会产生干扰。除此之外，还有来自电波传输环境和其他无线系统的干扰。为了保证将来的网络性能，运营商务必在网络规划阶段充分考虑干扰的影响。

移动通信系统中的干扰直接影响容量、覆盖等网络基本性能。网络建设和运行维护成本的最小化与网络性能的最优化是互相制约的，应该通过足够精确的仿真来预测未来的运行情况，这其中系统的各项分析都离不开干扰的计算。干扰分析和计算的结果是对系统其他方面（例如容量、信道分配等）进行分析和计算的依据。小区干扰值的大小可以一定程度反映小区负荷情况，为组网方式、小区大小的划分和网络资源配置等提供参考。对干扰进行定性和定量的分析还可以帮助设计人员寻找抗干扰的方法，智能天线、动态信道分配、功率控制、多用户检测等多种对抗干扰的技术在设计和使用中都要用到干扰的分析和计算等。

TD-SCDMA 系统采用了时分双工、码分多址等复用方式，上下行工作在同一频率， 该系统的干扰表现形式和 FDD 有很大的不同，主要表现在存在符号间干扰、多址干扰、不同小区帧同步偏差造成的干扰、上下行时隙比例不一致（交叉时隙）造成的干扰、无线传播时延大于转换点保护时隙带来的干扰等。除了系统内的干扰外，TD-SCDMA 系统所使用的频段决定了其与 FDD 系统、PHS 系统、GSM 系统之间存在着干扰。这些干扰形式的存在，一方面取决于 TD-SCDMA 物理层帧结构的设计，另一方面也取决于 TD-SCDMA 系统所采用的制式以及所分配的频率资源。

总的来说，TD-SCDMA 系统的干扰分为噪声、系统内干扰和系统间干扰。11.2 节至 11.4 节将分开阐述这几种干扰。

11.2　噪声

噪声可以按照来源分为接收机内部噪声和外部噪声。接收机内部噪声包括导体的热噪声和放大器的噪声放大，外部噪声是指来自接收机以外的非移动通信发射机的电磁波信道，可以分为自然噪声和人为噪声。

（1）热噪声是白噪声，在整个频段上均匀分布，随工作温度的变化而变化。此外，接收机是有工作带宽的，只有有效带宽内的热噪声才被接收进来，所以接收机内的热噪声大小随其工作带宽变化而变化。由于接收机内都有非绝对零度的导体存在，所以热噪声是不能避免的噪声。

（2）接收机的放大器受电流波动或表面杂质、半导体晶体不纯净等因素的影响，会放大噪声，导致经过放大器的信号信噪比恶化。

(3) 自然噪声包括天电噪声、宇宙噪声、大气噪声及太阳射电噪声等。

(4) 人为噪声包含各种工业和非工业电磁辐射引入的噪声，主要有汽车点火系统的火花产生的噪声，电力机车或无轨电车等电工接触处火花产生的噪声，微波炉、高频焊接机、高频热合机等高频设备产生的噪声，电动机、发电机和断续接触电力器械产生的噪声，以及高压输配电线及输电配电的电晕放电产生的噪声等。在移动通信系统所在的百兆赫兹至千兆赫兹频段内，人为噪声功率超过自然噪声功率，成为外部噪声的主体。根据有关测试，人为噪声大致随频率升高而呈对数线性下降趋势，且在不同的地貌下存在差别：商业区高于住宅区，市区高于郊区。人为噪声的主体是机动车辆的电火花，该部分噪声同其他人为噪声一样，属于典型的冲击性噪声，频谱宽，而且会随车流密度的变化而变化。

噪声相关计算公式如下。

(1) 导体的热噪声。热噪声是由一定温度下导体内的电子随机热运动产生的电势引发的，该电势大小为：

$$e_n^{-2} = 4\mathrm{kt}WR_i \tag{11-1}$$

其中 k 为玻耳兹曼常数，$\mathrm{k} = 1.380658\times10^{-23}\ \mathrm{JK}^{-1}$；T 为开尔文绝对温度；$W$ 为接收机有效带宽；R_i 为噪声源内部电阻。其对应的噪声功率为：

$$N = \frac{\left(\dfrac{\sqrt{4\mathrm{kt}WR_i}}{2}\right)^2}{R_i} = \mathrm{kt}W \tag{11-2}$$

(2) 放大器的噪声放大。信号的信噪比 S/N 的恶化量采用噪声系数 NF（Noise Factor）来表述，定义为放大器的输入信噪比与输出信噪比之比：

$$NF = \frac{S_{\mathrm{in}}/N_{\mathrm{in}}}{S_{\mathrm{out}}/N_{\mathrm{out}}} \tag{11-3}$$

其中，S_{in} 为输入信号功率，N_{in} 为输入噪声功率，S_{out} 为输出信号功率，N_{out} 为输出噪声功率。

11.3 TD-SCDMA 系统内干扰

系统内干扰是指 TD-SCDMA 系统中，各个无线网元之间、逻辑单元之间特有的干扰。根据 CDMA 系统的特点并结合 TDD 特性，TD-SCDMA 系统内的干扰分为小区内干扰和小区间干扰。小区内干扰主要包括因码分多址引起的多址干扰（MAI，Multiple Access Interference）和符号间的干扰（ISI，Inter-Symbol Interference）；小区间的干扰主要包括上下行时隙比例不一致（交叉时隙）造成的干扰，不同小区帧同步偏差造成的干扰，以及无线传播时延大于转换点保护时隙带来的干扰。

11.3.1 小区内干扰

1. MAI

在 TD-SCDMA 系统中各个用户使用相同的频率传输信号，系统通过分配不同的正交码序列来区分用户，这样对每一个用户而言，其他用户的信号就相当于干扰，这就是 MAI。

传播多径造成的 OVSF 码道之间达不到理想的正交和同步，这使得当前链路上的用户对其他链路上的用户造成信号的干扰，这种干扰就是 MAI。MAI 随着用户数量和发射功率的增加而

增加，在上行链路上体现为终端对基站的干扰，在下行链路上体现为基站对终端的干扰。

考虑一个最简化的 CDMA 系统模型，假设系统中有 K 个用户，不考虑传播中多径或者其他路径干扰的影响，各用户到达基站是同步的，接收机由 K 个相关检测器组成，相关检测器也可以用匹配滤波器代替。各用户数据进行直接序列扩频，那么基站处接收信号的基带表示为：

$$R(t)=\sum_{i=1}^{K}A_i(t)\cdot g_i(t)\cdot d_i(t)+n(t) \tag{11-4}$$

其中，$A_i(t)$ 是信号强度；$g_i(t)$ 是用户扩频码序列；$d_i(t)$ 是用户数据；$n(t)$ 是接收机热噪声。伪随机码的相关性用公式（11-5）表示：

$$P_{i,k}=\frac{1}{T_b}\int_0^{T_b}g_i(t)\cdot g_k(t)\,\mathrm{d}t \tag{11-5}$$

当 $i=k$ 时，$P_{i,k}=1$。当 $i\neq k$ 时，$0\leqslant P_{i,k}\leqslant 1$。

第 k 个用户的接收信号为：

$$\begin{aligned}Y_k&=\frac{1}{T_b}\int_0^{T_b}g_i(t)\cdot g_k(t)\,\mathrm{d}t\\&=A_kd_k+\sum_{i=1,i\neq k}^{K}P_{i,k}A_id_i+\frac{1}{T_b}\int_0^{T_b}n(t)g_k(t)\,\mathrm{d}t\\&=A_kd_k+MAI_k+Z_k\end{aligned} \tag{11-6}$$

其中 $MAI_k=\sum_{i=1,i\neq k}^{K}P_{i,k}A_id_i$，是多址干扰；$Z_k=\frac{1}{T_b}\int_0^{T_b}n(t)g_k(t)\,\mathrm{d}t$，是噪声干扰。

从以上式子可以看出，在用户信号完全同步并且采用理想正交扩频序列的情况下，$P_{i,k}=0$，各用户之间不会产生多址干扰。但在实际的传播环境中，理想的完全同步不可能实现，扩频码也难以保证完全的正交性。理论上已经证明同时具有理想自相关和理想互相关特性的二进制扩频码是不存在的。在实际的 CDMA 系统中，各用户信号之间存在一定的相关性，这就会导致多址干扰，而且在异步和多径传播条件下多址干扰会更加严重。另外随着用户数量和发射功率的增加，MAI 会迅速增大，将成为 CDMA 通信系统的一个主要干扰，影响系统容量和其他性能。

选择正交性比较好的码组可以有效抑制多址干扰。在实际的通信系统中，码规划方案一般在标准提交和网络建成之后便已经确定，因此必须结合其他技术降低干扰，比如功率控制、纠错编码等。当前的商用系统主要采用功率控制技术来减小远近效应，降低用户之间的相互影响，以此提升容量，但是功率控制只能暂时缓解系统干扰问题，不能从根本上解决这一矛盾。首先，功率控制并没有从用户信号中剔除或利用干扰信息；其次，移动通信环境呈瑞利衰落特性，功率控制对快衰落的弥补无能为力，当移动台快速移动时功率控制技术没有效果。在 TD-SCDMA 系统中结合使用联合检测技术（JD，Jonit Dection）和智能天线技术（SA，Smart Antenna）。JD 认为 MAI 里的干扰用户信息是可以挖掘再利用的，不再忽视其他用户的存在，对多个用户信息进行联合、稳定的检测。SA 对各用户信号进行波束定向发射和接收，实现空分多址，排除了波束外用户的影响，大大降低了系统的干扰，提高了系统的容量。

2. ISI

无线电波在自然空间中传播，在传输路径中会受到不同地形地物的影响，产生绕射、散射和反射等现象，使得从发送端到接收端除了直射路径，还有多条不同的其他路径，导致其传输特性会有剧烈的变化。通常所接收到的信号是直射波和各种各样的绕射波、散射波和反射波的叠加，造成了接收电波强度起伏不定，而且在同一时刻接收机收到经过不同路径和时延到达的

同一用户的信号，会引起同一用户信号的不同码片之间交错叠加干扰，这样就形成了 ISI。

在 TD-SCDMA 系统中，通过基于训练序列码的信道估计，可以在一定程度上降低 ISI。另外还有一种符号间干扰形成的原因是信号传输时没有满足奈奎斯特第一准则（对于一个数据传输系统，它的等效网络具有理想低通滤波器特性，并且低通截止频率为 f，那么该系统所能传输的最大码元速率为 $2f$，否则系统输出在峰值点上会产生前后符号间干扰），在抽样时刻存在失真，采用升余弦滤波器等方法可以避免这种情况。

符号间干扰的成因是时间间隔过小的数据将使检测输出发生时间偏斜，造成解读错误以及传播多径和衰落引起的抽样失真。符号间干扰是 CDMA 系统的共有干扰。

11.3.2 小区间干扰

在单载波情况下，TD-SCDMA 系统在不同的小区使用相同的频率，同时它又是同步的 CDMA 系统，理论上如果各小区帧结构是严格同步的并且上下行时隙分配比例是一样的，那么其小区干扰表现和 FDD 系统是相同的，即在下行，终端受到邻小区基站的干扰，在上行，基站收到邻小区终端的干扰。当不同小区的帧同步偏差超出一定的范围时，干扰会随同步偏差的改变而有明显差别。

如果相邻小区分配的上、下行时隙比例不一样，譬如 A 小区基站在发射信号时，其相邻 B 小区基站可能在接收信号，这样 A 小区边界处终端在接收信号时受到来自 B 小区边界处的终端发射的上行信号的干扰。因为无法控制用户终端的位置，所以这种干扰无法通过网络规划消除。同时 B 小区的基站也受到 A 小区基站的干扰，干扰的大小主要取决于两个基站之间的路径损耗。而由于基站之间的无线传播属于视距传播，路径损耗较小，故这部分干扰不能忽视，应该在网络规划过程中加以考虑。尤其在城市区域，用户密度大，业务量大，小区半径一般又比较小，如果出现这种干扰，问题会非常严重。

1. 不同小区帧同步偏差造成的干扰

TD-SCDMA 的基站之间一般采用外界参考时钟源（如 GPS 或伽利略卫星系统）实现同步，或者利用 RNC 控制下的基站之间的节点同步过程实现同步（3GPP 标准中规定为可选）。当外界参考时钟源故障、节点同步过程中的 RNC 对基站位置估计错误或者同步过程误差过大时，都有可能出现基站之间帧同步偏差，如图 11-1 所示。

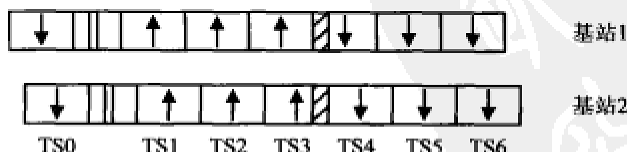


图 11-1 相邻小区同步不一致导致干扰

根据参考文献[2]要求，采用相同频率且有重叠覆盖区域的相邻基站之间，帧起点的时间误差应小于或等于 3 μs，约等于 3.85 chip，如果满足该要求，相邻小区间的上下行干扰时间就很短，对网络的性能影响不大。在规划 TD-SCDMA 系统的基站间同步时，应满足该要求。

2. 上下行时隙比例不一致（交叉时隙）造成的干扰

TD-SCDMA 每个子帧的业务时隙 TS1~TS6 中，TS1 一般用于上行，TS2~TS6 可以根据业务需求用于上行或下行，通过转换点（SP，Switching Point）从上行时隙转换到下行时隙。一个子帧中存在两个转换点。

第一个转换点：DwPTS 和 UpPTS 之间的上下行转换点。

第二个转换点：TS2~TS6 之间的上下行转换点。

为了支持不对称业务，TD-SCDMA 可以调节第二个转换点的位置，改变上下行的时隙个数。相邻小区的第二个转换点设置不同将会使时隙发生重叠。如图 11-2 所示，基站 1 的上下行时隙分配比例为 4∶2，时间转换点位于 TS4 和 TS5 之间，基站 2 时隙分配比例是 3∶3，时间切换点位于 TS3 和 TS4 之间，于是在 TS4 时隙上发生了“重叠”，即在基站 2 发射时，基站 1 正在接收，该时隙区域将出现严重的上下行链路间干扰。

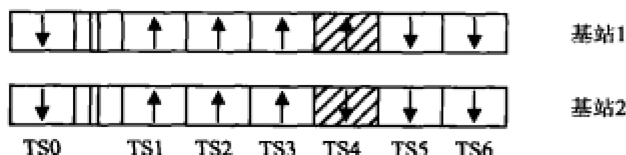


图 11-2　相邻小区第二切换点设置不同导致干扰

基站发射功率大，天线位置高，且往往是视距传播，路径损耗很小，造成基站之间的干扰相当大。受干扰的接收基站因为受到相邻基站的干扰持续时间不像帧同步偏差那样在几个码片那么微小的时间段内，最坏的情况可能是持续 4 个时隙的时间都受到干扰（基站 1 的上下行时隙分配为 1∶5、基站 2 的上下行时隙分配为 5∶1 时），这对受害小区的影响是很大的。另外在小区边界处，用户终端在接收时可能受到相邻小区用户终端发射电波的干扰。当然在实际应用时，不太可能出现上述的极端恶劣情况，但是，可以明确的是，由于时隙方向相反，基站之间的干扰值是很大的，必须采取措施避免。

为了避免上下行时隙比例不一致造成同一区域小区容量的严重下降，建议在网络规划与组网时，对上下行时隙比例的分配坚持如下原则。

- 尽量避免任意分配上、下行时隙比例，而应该按照不同区域上、下行业务流量要求，对大片区域采用统一的上、下行时隙比例，使得这种干扰只在两个不同区域交界处发生。
- 在不同时隙比例的交界处，上下行时隙交叠，上行时隙容量的损失较下行时隙严重，所能承载的用户较少，因此，不同时隙比例的交界应该选在有较多上行容量空余的区域。
- 采用多载波时，尽量使同一载波使用相同的上下行时隙比例，相同基站的不同载频使用不同的时隙比例（如果有需要），减少总体干扰水平。
- 应该避免相邻基站上下行时隙比例差异过大。
- 当用异频模式组网时，由于空间隔离，相邻小区上下行时隙分配比例不一致导致的干扰较同频组网时小。

3. 无线传播时延大于转换点保护时隙带来的干扰

在无线信号传播过程中，传播距离的增加会形成传播时延，另外在采用移动通信直放站延伸小区覆盖距离时，也会引入直放站设备的时延。传播距离产生的时延为：

$$\tau = \frac{d}{c} \tag{11-7}$$

其中，d 为传播距离，c 是光速。

在一个小区内，传播时延过大也会引起终端的上行链路对附近其他终端下行链路接收形成干扰。为了在基站接收端实现各终端的上行信号同步，终端必须提前一定的时间发送上行的

UpPTS 和 TS1。如图 11-3 所示，以基站发射端的时间为基准，该时间的提前量应该等于终端到基站的无线传输时延 τ ，也就等于基站发射的下行信号到达终端的无线传输时延。如果以终端接收的下行信号时间作为基准，该时间的提前量就是 2τ 。

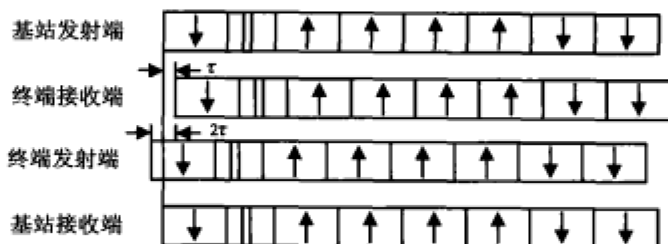


图 11-3 终端发射端时间提前量确定示意图

相对于接收到的下行信号基准，由于终端需要以 2τ 的时间提前量发送上行 UpPTS 和 TS1，如果 2τ 大于 DwPTS 和 UpPTS 之间的保护间隔 GP（96 chip/75 μs），就会引起该终端的上行 UpPTS 信道干扰附近其他终端接收来自基站的 DwPTS 信道，所以参考文献[3]中用公式（11-8）确定不产生干扰的最大传输距离（也就是最大覆盖距离）：

$$R_{max} = \frac{c \cdot t_{gap}}{2} \tag{11-8}$$

当 t_{gap} 为 GP 时，如果传输距离大于 R_{max} ，就会有终端上行 UpPTS 信道干扰附近其他终端下行 DwPTS 信道接收，但是该情况往往影响不大，主要因为以下三点原因。

- 终端相互间的距离一般比较远，尤其是对于覆盖距离超过 11.25 km 的广覆盖区（一般也是低用户密度地区）。
- DwPTS 并不是每个终端在每帧都需要接收的信息，在初始小区搜索过程中遗失一些 DwPTS 影响并不大，只是稍延长些初始小区搜索时间。
- UpPTS 也并不是每帧都需要发射的，只是在随机接入和切换的过程中才需要发射。

所以，发生上行 UpPTS 信道对邻近终端下行 DwPTS 信道干扰的概率并不高，影响也不大。在确实需要做广覆盖时，可以略做牺牲，忽略 UpPTS 信道对 DwPTS 信道的干扰，则 TD-SCDMA 单小区时延所能允许的最大覆盖距离可以达到 22.5 km。

如果覆盖距离超过 22.5 km， t_{gap} 达到 150 μs，提前 75 μs 或更早发射的上行 UpPTS 信道将会对延迟超过 75 μs 的下行 TS0 信道形成干扰。虽然，UpPTS 信道并不是每帧都需要发射的，但是 TS0 信道中包含其他终端必须接收的重要信息，所以如果超过 22.5 km 的区域内有终端发射 UpPTS 信道，就很容易影响附近的其他终端正常工作。

如果覆盖距离超过 30 km， t_{gap} 达到 200 μs，提前发射的上行 TS1 信道将会对下行 DwPTS 信道产生干扰，在距离服务小区超过 30 km 的区域内，如果终端之间的距离不远，终端的 DwPTS 信道将会受到比较严重的影响，初始小区搜索会比较困难。

必须要避免的情况是上行 TS1 对下行 TS0 接收的干扰，这两个时隙都是长期发射且非常重要的，所以发生干扰的影响最大。为避免该情况，对应的 t_{gap} 应为 275 μs，则最大的覆盖距离应为 41.25 km。

11.4 TD-SCDMA系统间干扰

第二代移动通信系统中，欧洲的GSM(900/1800MHz)和北美的CDMA IS-95(800/1900MHz)使用最为广泛。由于这两个系统的设备规范分别是欧洲和美国的标准组织制定的，因此两个系统共存时的相互干扰问题并没有在设备规范中得到考虑。当GSM和CDMA共存时，其相互干扰的克服是通过工程方案（空间隔离、外接滤波器等）来解决的。

21世纪初引入的第三代移动通信系统是在第二代移动通信系统的基础上做了许多技术改进和革新而开发出来的。引入第三代通信系统的目的是使用更宽的信道带宽及新的调制和扩频技术来提高数据传输速率，为终端用户提供多媒体新业务。随着第三代移动通信系统的开发和投入使用，第二代移动通信系统不但没有被第三代系统取而代之，反而得到连续不断的扩充，并引入支持较高传输速率的数据业务的技术。在未来相当长的一段时间内，第二代系统将会与第三代系统共存。在第二代移动通信系统与第三代移动通信系统共存的情况下，其相互干扰和相互兼容的问题就自然显得十分重要。尤其是第二代系统的基站密度已非常高，第三代系统的建设不可避免地要复用许多第二代系统的现有无线基站，在共站情况下的干扰分析和必要的干扰预防措施是规划和设计TD-SCDMA系统所要考虑的重要问题之一。

第三代移动通信系统的构想是在20世纪80年代末90年代初由国际电联提出的，由于政治、经济及商业利益平衡的原因，在20世纪90年代后期做出决定，将5种无线通信技术（WCDMA，CDMA 2000，宽带TDD&TD-SCDMA、DECT、UWC-136）正式确定为第三代移动通信系统体系（IMT-2000）。第三代移动通信体系是由5种不同技术的通信系统所组成的，在不同的国家和地区，系统的选择和频率分配情况都不尽相同，然而在大多数地区，实际情况是好几种第三代系统共存，并使用相同频段或使用相邻频段。显而易见，各种第三代移动通信系统共存时的干扰分析及其相互兼容性是频率分配和设备规范标准制定必须首要考虑的。

2002年10月中国信息产业部无线电管理局公布了3G频谱规划方案[4]，方案中将1920～1980 MHz/2110～2170 MHz频段作为FDD的主要使用频段，1755～1785 MHz/1850～1880 MHz频段作为FDD的补充工作频段，由WCDMA和CDMA 2000共享；1880～1920 MHz、2010～2025 MHz频段作为TDD的主要使用频段，2300～2400 MHz频段作为TDD的补充工作频段；而1980～2010 MHz以及2170～2200 MHz频段则作为卫星移动通信系统工作频段，主要频段使用如图11-4所示。

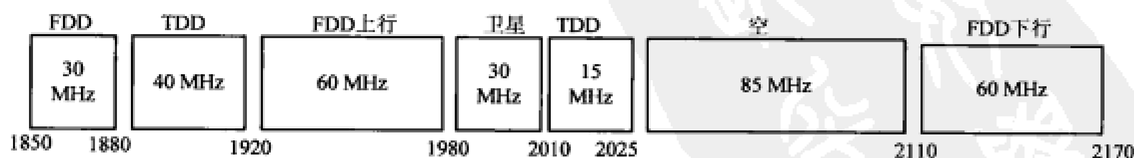


图11-4 中国2 GHz频谱规划

3GPP标准化组织充分考虑了2G/3G系统间相互干扰的影响，制订了规范的系统间干扰仿真方法、评估准则TR 25.942，但是该标准并没有给出最后的结论和相应的解决方案，并且其中很多的仿真假设和参数设置需要根据实际系统和设备进行修改，也没有考虑PHS系统和3G系统的相互干扰，所以中国无线通信标准研究组（CWTS）WG1频谱子工作组决定立项研究PHS与WCDMA、CDMA 2000、TD-SCDMA系统之间的共存问题，并在2004年3月召开的CWTS-WG1-SWG1会议上制定了该项目的研究计划。

本节着重阐述TD-SCDMA系统与各种无线系统共存（包括共站）时，系统间的相互干扰

分析及其必要的干扰预防措施。

11.4.1 系统间干扰类型

TD-SCDMA 系统间干扰包括不同通信制式之间的干扰、不同运营商网络之间的干扰等。目前世界上存在的几大通信制式包括 GSM、WCDMA、CDMA 2000、TD-SCDMA、PHS 等，建设后将相互影响，相互干扰，各个系统之间的干扰是一个不可忽视的问题。另外，不同运营商如果同时运营 TD-SCDMA 网络，两张网络之间将可能存在严重的同频干扰。

从形成机制角度，系统间干扰主要有邻频干扰、杂散干扰、互调干扰和阻塞干扰。

1. 邻频干扰

邻频干扰的成因是由于收发设备滤波特性的非理想化导致相邻频道的发射机将信号泄漏到被干扰接收机的工作频带内，影响工作在相邻频道上的被干扰系统。邻频干扰示意图见图 11-5。

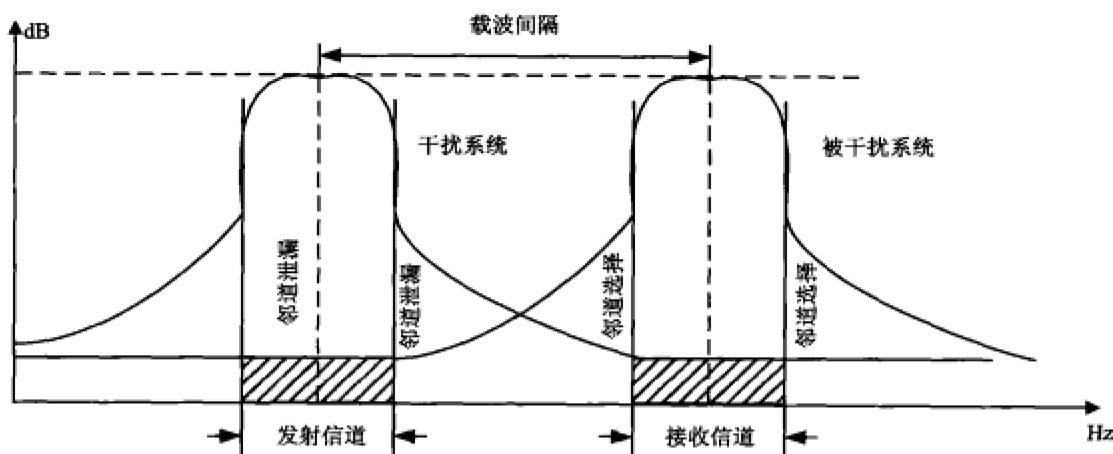


图 11-5 邻频干扰示意图

被干扰系统的接收滤波器虽然对工作带宽以外的信号有比较大的衰减，但是由于滤波器特性不理想，对邻频上工作的强干扰作用有限，干扰功率的大小取决于被干扰系统接收机对带外信号的抑制能力和邻频上的干扰系统的发射信号功率。被干扰系统接收机对邻道信号的抑制能力采用邻道选择性（ACS，Adjacent Channel Selectivity）进行衡量，在标准中定义为指定信道的接收滤波器在该信道上的衰减和在相邻频道上的衰减的比率。

干扰系统的发射信号除了在工作频带内有信号功率以外，由于发射机滤波特性的非理想性，在相邻频道也会有泄漏功率，影响工作在其相邻频道上的被干扰系统。干扰系统发射机在邻道上的泄露情况采用邻道泄漏功率比（ACLR，Adjacent Channel Leakage Ratio）衡量，在标准中定义为发射功率与其落到相邻频道功率的比值。

干扰的大小受被干扰系统接收机的 ACS 和干扰系统发射机的 ACLR 两方面的因素影响，工程中采用邻频道干扰功率比（ACIR，Adjacent Channel Interference Ratio）来衡量 ACLR 和 ACS 的共同作用，ACIR 由 ACLR 和 ACS 计算获得：

$$ACIR = \frac{1}{\dfrac{1}{ACS} + \dfrac{1}{ACLR}} \tag{11-9}$$

上行邻频干扰发生在“基站收－终端发”的时隙上，工作于相邻频道的终端对基站接收机的邻频产生干扰。该邻频干扰受到基站接收机 ACS 和相邻频道终端 ACLR 以及相邻频道上终端数量和位置分布的影响。

TD-SCDMA 基站接收机的 ACS 要求[5]为：在表 11-1 中指定的参数条件下测得的 BER 不能超过 0.0001。

表 11-1　TD-SCDMA 基站接收机相邻频道选择性要求（ACS）

参　数	电　平	单　位
数据率	12.2	kbit/s
有用信号	−104	dBm
干扰信号	−55	dBm
已调干扰信号频偏（有用信号中心频率为参考）	1.6	MHz

TD-SCDMA 终端发射机的 ACLR 要求为：如果邻道功率大于−55dBm，那么终端的 ACLR 应满足表 11-2 中的要求。

表 11-2　TD-SCDMA 终端的邻道泄漏功率比（ACLR）

功率等级	邻频道	ACLR 阈值
2，3	终端信道 ± 1.6 MHz	33 dB
2，3	终端信道 ± 3.2 MHz	43 dB

注：TD-SCDMA 终端定义了 4 个等级，等级 1 的最大发射功率为+30 dBm，等级 2 的为+24 dBm，等级 3 的为+21 dBm，等级 4 的为+10 dBm。

下行邻频干扰发生在“终端发－基站收”的时隙上，采用相邻频点的小区对用户终端造成干扰。该邻频干扰受到终端接收机 ACS 和相邻频点基站发射机的 ACLR 的影响，用户终端越靠近干扰基站，干扰情况越严重。

TD-SCDMA 终端结合搜集的 ACS 指标优于 33dB，并规定在表 11-3 中指定的参数条件下测得的 BER 不能超过 0.001。

表 11-3　TD-SCDMA 终端接收机相邻频道选择性要求（ACS）

参　数	电　平	单　位
$\frac{\sum DPCH_Ec}{I_{or}}$	0	dB
本小区信号 $\hat{I}_{or}$	−91	dBm/1.28 MHz
邻频干扰小区信号平均功率	−54	dBm
已调干扰信号频偏（有用信号中心频率为参考）	± 1.6	MHz

TD-SCDMA 基站发射机 ACLR 必须大于表 11-4 中规定的数值。

表 11-4　TD-SCDMA 基站发射机的邻道泄漏功率比（ACLR）

基站相邻频道偏移	ACLR 要求
± 1.6 MHz	40 dB
± 3.2 MHz	54 dB

2. 杂散辐射

发射机中的功放、混频、滤波等部分工作特性非理想，会在工作带宽以外很宽的范围内产生辐射信号分量（不包括带外辐射规定的频段），包括电子热运动产生的热噪声、各种谐波分量、寄生辐射、频率转换产物以及发射机互调等。3GPP 将该部分信号归为杂散辐射。因为其分布带宽很广，也有文献将其称为宽带噪声。

邻频干扰和杂散辐射不同，邻频干扰中所考虑的干扰发射机的泄漏信号指的是被干扰接收机所处的频段距离干扰发射机的工作频段较近，尚未达到杂散辐射的规定频段的情况，根据参考文献[5]，TD-SCDMA 的杂散辐射适用于指配带宽以外 4 MHz（即有效工作带宽 2.5 倍以上），当两系统的工作频段相差带宽 2.5 倍以上时，滤波器非理想型将主要表现为杂散干扰。

3. 互调干扰

因为接收器的非线性，接收器输出频谱会包含与输入信号不同的频率。如果这些新频率正好落入另一系统使用的频段范围内，就会产生互调失真，例如在 1900~1920 MHz 范围内的 PHS 系统就会由于互调失真产生 1920~1980 MHz 的新频率，从而对 WCDMA 或者 CDMA 2000 等 FDD 模式的 3G 系统产生干扰。在射频（RF）设计中，消除三阶互调非常困难，因为它产生的干扰信号强度大，与另一系统的目标频段更临近。例如两个频率为 f_1 和 f_2 的干扰信号，在邻近期望信号附近，三阶互调失真产物落在频率（$2f_1-f_2$）和（$2f_2-f_1$）处。高阶互调失真产物也存在，但它们通常信号强度较弱。三阶互调功率的信号强度如下：

$$P_{\mathrm{IMD}}=3P_i-2IIP_3 \tag{11-10}$$

这里假定频率 f_1 和 f_2 的输入信号功率相等。P_i 是非线性器件的输入功率（dBm），变量 IIP3 是三阶互调截点的输入功率（dBm）。互调失真的强度取决于干扰的输入功率大小和接收滤波器的非线性程度。P_{IMD} 与功率 P_i 的三倍成比例，即随着接收器与干扰源间隔距离减小而增加，但在路径损耗增大时则迅速衰减。

4. 阻塞干扰

接收弱的有用信号时，受到接收频率两旁、高频回路带内一个强干扰信号的干扰，这个干扰就称为阻塞干扰。前 3 种干扰都是落在被干扰系统接收带宽内，被其接收而恶化通信质量。阻塞干扰则是在被干扰系统接收带宽以外，通过将被干扰系统接收机推向饱和而阻碍通信的。

较强功率加于接收机端，可能导致接收机过载，使它的增益下降。原因是放大器有一个线性动态范围，在此范围内，放大器的输出功率随输入功率线性增加，这两个功率之比就是功率增益 G。随着输入功率的继续增大，放大器进入非线性区，其输出功率不再随输入功率的增大而线性增大，也就是说，其输出功率低于所预计的值。通常把增益下降到比线性增益低 1 dB 时的输出功率值定义为输出功率的 1 dB 压缩点，此时输入功率定义为输入功率的 1 dB 压缩点。为了防止接收机过载，从干扰基站接收的总的载波功率电平需要低于它的 1 dB 压缩点。

11.4.2 系统间干扰分析方法

目前研究干扰共存的方法有最小耦合损耗（MCL，Minimum Coupling Loss）计算方法和蒙特卡洛仿真方法。这两种方法各具特色，分别从理论和实际两个角度评估系统性能，下面将分别介绍。

1. 最小耦合损耗计算方法

MCL 计算方法，也称确定性计算方法，其基本原理是计算干扰源与被干扰者之间所需要的隔离度以保证不造成干扰。MCL 方法计算十分简单，是一种很有效地计算无线系统相互干扰的方法，但是由于计算时干扰源以最大功率发射和最坏情况计算，所以结果过于悲观。

确定性计算方法是基于干扰系统和被干扰系统的有关参数，计算出系统间要实现必要的干扰抑制所需要的最小允许耦合损耗 MCL，一般 MCL 采用如下公式计算：

$$MCL = \text{干扰源输出功率} - \text{邻道衰减} - \text{邻道允许的电平干扰} \tag{11-11}$$

根据收发设备的 ACS/ACLR、杂散信号功率或者互调抑制要求等指标，结合其工作带宽和发射功率，可以计算出达到一定干扰抑制要求的 MCL。

（1）邻道衰减，对于不同的干扰类型取定为不同的参数：对邻道干扰是 ACIR，对互调干扰是互调抑制比。

（2）邻道允许的干扰电平，对带内干扰一般可以根据允许的接收灵敏度恶化程度确定；对带外的阻塞干扰一般由接收设备的 1 dB 压缩点确定。

带内干扰增加了总干扰，从而导致被干扰接收机信噪比恶化，覆盖方面将导致接收灵敏度的降低。接收机的灵敏度是基于底部噪声 P_n 和系统内的干扰 $I_{\text{intra-system}}$ 的。若把带内干扰视作底部噪声 P_n 的一部分，带内干扰的影响等效为底部噪声的提升，记为 RoT（Raise Over Thermal，底部噪声升高量）；若把带内干扰视作系统内干扰 $I_{\text{intra-system}}$ 的一部分，要使接收机灵敏度维持不变，则带内干扰相当于增加一定系统负荷，所允许的干扰余量（即系统负荷）将减少。当底部噪声 P_n 和带内干扰信号功率 P_{inband} 采用 dBm 单位时，RoT 的计算公式为

$$RoT = 10\lg\left(\frac{10^{\frac{P_n}{10}} + 10^{\frac{P_{\text{inband}}}{10}}}{10^{\frac{P_n}{10}}}\right) \tag{11-12}$$

在系统负荷一定、接收机所需解调信噪比不变的情况下，RoT 也就表征了被干扰系统接收灵敏度的恶化量。确定了系统可允许的灵敏度恶化量，也就确定了可允许的 RoT，进而可以根据底部噪声确定允许的系统间带内干扰功率。

以邻频干扰为例，干扰源发射机天线处的邻频干扰功率为：

$$P_{\text{acir-Tx}} = P_{\text{TX}} - ACIR \tag{11-13}$$

该干扰功率经过耦合损耗 MCL，在被干扰发射机天线连接处的干扰信号功率为：

$$P_{\text{acir-Rx}} = P_{\text{acir-Tx}} - CL = P_{\text{TX}} - ACIR - CL \tag{11-14}$$

带内干扰信号会引起底部噪声抬高，设系统工作带宽是 W，接收机噪声系数为 NF，则底部噪声为 $P_n = KTW + NF$，对应的邻频干扰引起的底部噪声抬高为：

$$RoT = 10\lg\left(\frac{10^{\frac{P_n}{10}} + 10^{\frac{P_{\text{inband}}}{10}}}{10^{\frac{P_n}{10}}}\right) = 10\lg\left(\frac{10^{\frac{kTW+NF}{10}} + 10^{\frac{P_{\text{Tx}}-ACIR-CL}{10}}}{10^{\frac{ktW+NF}{10}}}\right) \tag{11-15}$$

若限定 RoT 和 ACIR，那么邻频干扰抑制所要求的收发设备最小耦合损耗 MCL 为：

$$MCL = P_{\text{Tx}} - ACIR - 10\lg\left(10^{\frac{ktW+NF+RoT}{10}} - 10^{\frac{ktW+NF}{10}}\right) \tag{11-16}$$

若按照允许的噪声抬高为 3dB 计算，则进一步可得到：

$$MCL = P_{\text{Tx}} - ACIR - (ktW + NF) \tag{11-17}$$

2. *蒙特卡洛仿真方法*

蒙特卡洛仿真方法对基站和移动台的发射功率、基站的负载等情况进行仿真，得出近似真实环境下的干扰情况。该方法目前应用非常广泛，被公认为行之有效的方法，但该方法随着系统的复杂，需要涉及的路径损耗和接收功率等计算量会随着仿真过程中考虑的基站数和移动台数的增多而急剧增加。为了在一定时间内给出仿真结果，对仿真所用的计算机内存和 CPU 会有

很高要求。当使用蒙特卡洛方法仿真时，系统生成随机分布于一定地理区域的用户/链路，然后保持这些链路传播损耗固定不变，进行切换和功率控制。在整个仿真过程中，假设路径损耗一旦生成就固定不变，且切换和功率控制不影响路径损耗。

干扰对于系统上/下行链路的影响，主要用有系统间干扰和无系统间干扰的相对容量损失表示，这里所指的系统容量为统计平均系统容量，以接入的满意用户数为准则，即指在任意一个小区/扇区中所能承载的平均满意用户数的数量。为了研究不同系统的干扰共存，必须要建立在相同的评价标准上，即两系统都处于正常工作状态且具有相同的技术指标（这里指两系统处于相同的负载大小），所以仿真中需要设置相同的容量评价标准。

参考文献[7]对上下行容量定义有所差别。在上行链路，将系统平均干扰相对于热噪声提升到 6dB 时的容量作为上行系统容量。而对于下行链路定义为 95%的用户满意时所对应的系统容量，即当有 5%的用户 C/I 不处于$\left[\left(\frac{C}{I}\right)_{\text{target}}-0.5\text{dB},\ \left(\frac{C}{I}\right)_{\text{target}}+0.5\text{dB}\right]$范围内时，接入的每小区/扇区平均满意用户数即为系统的容量。

对于单个系统，定义基站的一条链路干扰功率为I_i，共有N_{single}条链路与该基站通信，则单系统上行容量可以表示为：

$$C_{\text{UL}}=\arg_{N_{\text{single}}}\left((E(I\mid N_{\text{single}})-N_0)=6\,\text{dB}\right)\tag{11-18}$$

而单系统下行容量表示为：

$$C_{\text{DL}}=\arg_{N_{\text{single}}}\left((E(I\mid N_{\text{single}})-N_0)=6\text{dB}\right)\tag{11-19}$$

对于两个系统，定义基站的一条工作链路系统内干扰功率为I_i，共有N_{multi}条链路与该基站通信，同时有N_{other}条系统间干扰链路，干扰功率为I_j，则受害系统的上行容量可以表示为：

$$C_{\text{UL}}=\arg_{N_{\text{multi}}}\left((E(I\mid N_{\text{multi}})-N_0)=6\,\text{dB}\right)\tag{11-20}$$

相应的，受干扰系统的下行容量表示为：

$$C_{\text{DL}}=\arg_{N_{\text{multi}}}\left\{P(CIR<(CIR_{\text{target}}-0.5),N_{\text{multi}},N_{\text{other}})=5\%\right\}\tag{11-21}$$

则相对容量损失可以定义为：

$$C=1-\frac{N_{\text{multi}}}{N_{\text{single}}}\tag{11-22}$$

系统仿真的目的就是得到单个系统容量和两个系统共存条件的容量损失。

11.4.3 TD-SCDMA 系统间的干扰

如果部署在同一区域的不同的 TD-SCDMA 运营商使用邻近的频率，就需要考虑邻频干扰、杂散、互调和阻塞干扰，此时系统间的各干扰中起主要作用的是邻频干扰。

两个 TD-SCDMA 系统之间的邻频干扰分析需要区分两个系统同步和两个系统不同步两种情况：在两个系统同步的情况下，没有上下行的“重叠”，只会发生基站和终端之间的干扰；而在两个系统不同步的情况下，在上下行的“重叠”时间上，还会发生基站之间和终端之间的干扰。

（1）两个 TD-SCDMA 系统同步（采用相同同步基准、相同时隙转换点）时，基站之间和终端之间在同一时刻会同时处于发射或接收状态，干扰情况比较简单：在下行时隙，干扰系统的基站干扰另一系统的终端；在上行时隙，干扰系统的终端干扰另一系统的基站。

（2）两系统不同步（时间基准不同步或时隙转换点不一致）时干扰情况为：在上下行一致的时隙，仍有上述干扰关系；在交叠时隙或时间点，增加基站对基站的干扰（上行）、终端对终端的干扰（下行）。

两个 TD-SCDMA 系统邻频部署时，相邻频道中心频率的最小间隔为 1.6 MHz，根据参考文献[1]中对 TD-SCDMA 终端和基站的 ACS、ACLR 指标的要求，分别计算了同步时上行终端对基站的 ACIR、下行基站对终端的 ACIR，以及不同步时上行基站对基站的 ACIR、下行终端对终端的 ACIR，其结果见表 11-5。

表 11-5 终端和基站间 ACIR 要求

项　目	两系统同步的情况				两系统不同步的情况			
	上　行		下　行		上　行		下　行	
	终端	基站	终端	基站	基站	基站	终端	终端
ACS（dB）		45	33			45	33	
ACLR（dB）	33			40	40			33
ACIR（dB）	32.7		32.2		38.8		30	

1. *确定性方法分析 TD- SCDMA 系统间邻频干扰*

- 基站对终端的邻频干扰计算

这里以基站对终端的邻频干扰计算为例，取终端接收机的 NF 为 9dB，基站的最大发射功率为 34dBm，基站对终端的 ACIR 为 32.2dB，代入式（11-17）计算得到，MCL=105.8 dB，即干扰基站对异系统终端产生邻频干扰所需的最小耦合损耗为 105.8 dB。若该耦合损耗小于 105.8 dB，就会在其覆盖边缘形成一个区域，如果区域内的终端收到的本系统有用信号功率不足以克服异系统基站的邻频干扰，这个区域就称为“死区”。

两个 TD-SCDMA 系统都按最大覆盖半径以蜂窝状结构规则设置基站（采用全向非智能天线），基站全向天线增益为 11 dBi。按照参考文献[7]的建议，终端和干扰基站、服务基站之间的无线传播损耗都服从 Macro Vehicular Environment Deployment Model 模型（市区城镇适用）：

$$L = 40(1-4\times10^{-3}D_{hb})\lg10(R) - 18\lg10(D_{hb}) + 21\lg10(f) + 80 \tag{11-23}$$

其中，R 是基站与终端之间的距离，单位为 km；f 是载频频率，单位为 MHz；D_{hb} 是基站的天线相对于周边建筑屋顶平均高度的相对挂高，单位是 m。

取定 f 为 2000 MHz，D_{hb} 为 15m，公式可简化为：

$$L = 128.1 + 37.6\lg10(R) \tag{11-24}$$

考虑正态慢衰落的影响，空间传输损耗 $Pathloss = L + \lg f$。取 $\lg f$ 为 10 dB，在没有外置滤波器的情况下，MCL 包括了收发天线增益和空间传输损耗，要实现 105.8 dB 的 MCL，假如收发天线增益为 11 dBi+0 dBi，则对应的距离为 0.27 km。

如果终端不处于所属小区的边缘，随着本小区有用信号的加强，终端能够抵抗的异系统的基站的邻频干扰会提高，对 MCL 的要求会降低，降低的值等于终端接收到服务小区信号功率高出灵敏度的值。

根据参考文献[7]对终端接收机参考灵敏度的定义：

$$P_{sensitivity} = \mathrm{k}TW + NF - 7 + 1.2 + 2 = \mathrm{k}TW + NF - 3.8 \tag{11-25}$$

当终端与服务小区损耗为 L_1 时，实际接收的服务小区信号电平为：$P_{rx} = P_{Tx} - L_1$。该电平比终端的接收灵敏度高出 $\Delta P = P_{rx} - P_{sensitivity} = P_{Tx} - L_1 - (\mathrm{k}TW + NF - 3.8)$。由于终端的实际接收电平比接收灵敏度高了 ΔP，可以允许的邻频干扰也随之增加了 ΔP。

假设异系统基站与该终端的损耗为 L_2，则应满足 $L_2+\Delta P\leqslant MCL$

代入 ΔP 和 MCL，可得 $L_1-L_2\geqslant ACIR+3.8=36\text{dB}$。假设无线信号传输损耗随距离呈 n 次方衰减（n 一般为 2~4，上述计算示例为 3.76），服务小区和干扰小区对终端的天线相对增益不变，那么终端到服务小区的距离 d_1 和终端到异系统干扰小区的距离 d_2 应满足 $10n\times\lg d_1-10n\times\lg d_2\geqslant 36\text{dB}$，要求 $\frac{d_1}{d_2}\geqslant 10^{\frac{3.6}{n}}$。当 n=3.76 时，$\frac{d_1}{d_2}\geqslant 9$，只要异系统基站与被干扰小区的覆盖边缘距离大于覆盖半径的 1/9，就不会形成死区；如果服务小区组网时考虑了余量，最大覆盖距离为小区覆盖半径的 8/9，那么无论异系统基站处于哪个位置，都不会造成影响。

- 终端对基站的邻频干扰计算

计算方法类似于基站对终端的邻频干扰的计算，计算结果如表 11-6 所示。

表 11-6 两个 TD-SCDMA 系统之间不同干扰关系时需要实现的 MCL

项目	单位	基站→终端	终端→基站	基站→基站	终端→终端
PTx	dBm	34	21	34	21
ACIR	dB	32.2	32.7	38.8	30
ktW	dBm	−113	−113	−113	−113
NF	dB	9	7	7	9
RoT	dB	3	3	3	3
MCL	dB	105.8	94.3	101.2	95
ΔG	dBi	11	11	16	0
计算公式	宏蜂窝模型：$L=128.1+37.6\lg R$			自由空间模型：$L=32.45+20\lg f+20\lg R$	
$L=\Delta G+MCL$	dB	116.8	105.3	117.2	95
正态衰落	dB	10	10	10	12
R	km	0.27	0.13	2.73	0.17

注：假设两基站采用 11dBi 的普通全向天线，考虑下倾角设置会使得水平方向上的天线增益下降 3dB，两天线挂高相同时的天线相对增益 $\Delta G=(11\text{dBi}-3\text{dB})+(11\text{dBi}-3\text{dB})=16\text{dB}$

若终端以最大功率发射，距离被干扰基站的小区 130 m，就会引起被干扰基站的底噪声升高 3 dB。终端对基站的邻频干扰随终端的发射功率的降低而减少，当终端不处于服务小区覆盖边缘时，在功率控制下终端发射功率降低，影响范围也随之缩小。

对比基站与终端的下行干扰 MCL 的要求，可发现：在终端干扰基站之前，基站先干扰终端，所以只要基站之间的距离满足异系统基站对终端的邻频干扰的要求，也就满足了终端对异系统基站的干扰要求。

- 两 TD-SCDMA 系统不同步时终端间邻频干扰计算

与上面的计算方法类似，计算结果如表 11-6 所示。

这是在“重叠”时隙上发生“一个系统终端发射而另一个系统终端接收”的情况。如果两个系统的终端耦合损耗很小，可能发生终端之间的邻频干扰。从表 11-6 中可以看出，当终端距离超过 170 m 时，终端干扰不会造成影响，若考虑人体损耗各 3 dB，则对应的发生干扰距离为 85 m。由于终端位置的不确定性，上述分析的终端干扰属于极端情况，且发生的概率很低。

- 两个 TD-SCDMA 系统不同步时基站间邻频干扰计算

与上面的计算方法类似，计算结果如表 11-6 所示。

这是在“重叠”时隙上发生“一个系统基站发射而另一个系统基站接收”的情况。由于基站的天线一般高于屋顶，相互间耦合损耗小的概率很高，可能发生基站之间的邻频干扰，两系统基站共址时邻频干扰最严重。由于基站位置相对确定，功率相对恒定，采用确定性方法得到

的基站之间的邻频干扰的分析结果较接近于真实情况。

2. *仿真方法分析 TD-SCDMA 系统间邻频干扰*

无线通信技术工作委员会 WG8 工作组在 2005 年研究了 TD-SCDMA 系统间的共存问题[8]，表 11-7 列出了 WG8 工作组的 TD-SCDMA 系统间邻频干扰仿真结果。

表 11-7 WG8 工作组的 TD-SCDMA 系统间邻频干扰仿真结果

邻频干扰引起的容量为 5%时的 ACIR			WG8 工作组的仿真 1			WG8 工作组的仿真 2		
			全向站，有智能天线，1.28 Mchip/s			三扇定向站，有智能天线，1.28 Mchip/s		
上行	干扰情况	同步情况	基站共址	基站间隔 R/2	基站间隔 R	基站共址	基站间隔 0.866R	基站间隔 1.732R
	终端→基站	完全同步	18.9	21.3	23.2	21.6	25.7	27.5
	基站→基站	相差1个时隙	38.8	32.5	32.1	41	28	20
		相差2个时隙	39.5	38.9	38.9	43	32	22
	基站→基站	业务时隙上下行相反	40.4	33.9	33.8	45	33	23
下行	干扰情况	同步情况	基站共址	基站间隔 R/2	基站间隔 R	基站共址	基站间隔 0.866 R	基站间隔 1.732 R
	基站→终端	完全同步	13.6	14.3	16.4	<10	13.7	14.3
	基站→终端	相差1个时隙	13.2	13.9	15	<10	11.1	12.5
		相差2个时隙	11.1	12.9	14	<10	10.9	12.1
	终端→终端	业务时隙上下行相反	<10	<10	<10	<10	<10	<10

比较上述仿真结果，可以得到如下结论。

- 在系统同步情况下，两个 TD-SCDMA 系统基站间距离越小，上、下行干扰越小；不同步情况下，系统基站间距离越小，下行干扰越小，上行干扰越大。
- 两个 TD-SCDMA 系统同步时，如果基站和终端设备的 ACS 和 ACLR 达到文献[1]的最低设备要求，即终端对基站的 ACIR 和基站对终端的 ACIR 分别达到 32.7 dB 和 32.2 dB，对应各种仿真场景（要求基站与终端间的耦合损耗不小于 70 dB），则该 ACIR 能够满足上下行容量损失小于 5%的要求。
- 两个 TD-SCDMA 系统不同步的情况下，如果终端设备的 ACS 和 ACLR 达到文献[1]的最低要求，终端对终端的 ACIR 为 30 dB，可以满足仿真假设场景中（终端之间的耦合损耗不小于 40 dB，即终端间距不小于 1 m），系统间邻频干扰造成的下行容量损失小于 5%。
- 两系统不同步的情况下，下行链路出现的基站对异系统基站的邻频干扰是对系统共存工作影响最大的邻频干扰。满足文献[1]基本 ACLR 要求的基站，所能实现的基站对基站的 ACIR 为 38.8 dB；如果能够满足不同步 TD-SCDMA 系统间共存时的 ACLR 要求（在被干扰系统频带内的干扰信号不高于−36dBm 和−76dBm），对基站的 ACIR 可以接近 45dB（受基站 ACS 指标限制）。按照 WG8 工作组对采用智能天线的系统仿真，这一 ACIR 基本能在带有智能天线的各种同步环境中实现被干扰基站的上行容量损失小于 5%。

11.4.4 TD-SCDMA 与 DCS1800 系统之间的干扰

我国目前建设的 GSM 公众移动通信网工作频段：主用 GSM900（上行为 890~915 MHz，下行为 935~960 MHz）以及 GSM1800（上行为 1710~1755 MHz，下行为 1805~1850 MHz）。ETSI

所定义的 DCS1800 频段中的后 30 MHz（上行为 1755~1785 MHz，下行为 1850~1880 MHz），我国将其划为 UMTS FDD 的补充频段。

如果 1850~1880 MHz 被用于部署 DCS1800，那么就有可能在 1880 MHz 附近出现 DCS1800 系统下行与 TD-SCDMA 系统之间的邻频干扰。而 DCS1800 上行链路以及 GSM900 系统与 TD-SCDMA 系统频段间隔比较大，只可能存在杂散干扰、互调干扰和阻塞干扰；如果 1850~1880 MHz 被用于部署 UMTS FDD，那么由于 TD-SCDMA 系统与 DCS1800 系统频率间隔达到 30 MHz 以上，应按杂散指标核算滤波器件非理想型引起的干扰。

在 1850~1880 MHz 被用于部署 DCS1800 的情况下，1880 MHz 附近将可能发生 DCS1800 下行与 TD-SCDMA 系统之间的邻频干扰。在该情况下最靠近 DCS1800 系统的 TD-SCDMA 频点是 1880.8 MHz，最靠近 TD-SCDMA 系统的 DCS1800 频点是 1879.9 MHz；如果不留保护频点，那么频点的中心频率间隔仅为 0.9 MHz。

按照参考文献[5]和[9]中对 TD-SCDMA 基站和 DCS1800 基站的 ACS、ACLR 要求，对于两系统中间载频间隔 0.9 MHz 的情况，可以计算出符合标准要求时，DCS1800 基站对 TD-SCDMA 基站的 ACIR。

参考文献[9]规定，在偏离中心频率 600~1200 kHz 范围内，DCS1800 基站的带外泄漏电平不高于−70 dBm/30 kHz（对于 43 dBm 发射功率的宏蜂窝基站）；按照 ACLR 的定义，可以推导出 DCS1800 基站在 0.9 MHz 处的 ACLR 为：

$$ACLR_{DCS1800} = 43\,\text{dBm} - [-70\,\text{dBm}/30\,\text{kHz} + 10 \times \lg(200/30)] = 105\,\text{dB} \tag{11-27}$$

TD-SCDMA 基站和终端的 ACS 分别按照 45 dB 和 33 dB 计算，DCS1800 基站对 TD-SCDMA 基站和终端的 ACIR 将受 TD-SCDMA 设备 ACS 的限制，分别接近于 45 dB 和 33 dB，见表 11-8。

表 11-8 DCS1800 基站对 TD-SCDMA 基站和终端的 ACIR

DCS1800 对 TD-SCDMA 的 ACIR	上行		下行	
	DCS 基站	TD-SCDMA 基站	DCS 基站	TD-SCDMA 终端
ACS@0.9MHz（dB）		45		33
ACLR@0.9MHz（dB）	105		105	
ACIR@0.9MHz（dB）	45		33	

参考文献[9]中规定 DCS 基站和移动台的接收机对应中心频率偏移 600 kHz 的第三邻频干扰要求为−49dB，将该要求作为对齐 900 kHz 偏移处 TD-SCDMA 系统的 ACS，可以得到 TD-SCDMA 系统对 DCS 终端的 ACIR，见表 11-9。

表 11-9 TD-SCDMA 系统 DCS 终端的 ACIR

TD-SCDMA 对 DCS1800 终端的 ACIR	上行		下行	
	TD-SCDMA 基站	DCS 终端	TD-SCDMA 终端	DCS 终端
ACS@0.9MHz（dB）		49		49
ACLR@0.9MHz（dB）	40		33	
ACIR@0.9MHz（dB）	39.5		32.9	

1. 确定性方法分析 TD-SCDMA 与 DCS1800 间邻频的干扰

计算假设条件下不同干扰关系间需要实现的 MCL，见表 11-10。

发生这些极端情况的概率不高，而且可以通过调整基站/基站的位置，或者缩小基站间距及服务半径来减少或避免。但是，DCS 基站对 TD-SCDMA 基站的干扰则要求比较高，由于两系统的天线间多为净空传播，MCL 很难在共存和共站情况下满足，所以采用常规方法难以满足共

存及共站的要求。

表 11-10 TD-SCDMA 与 DCS1800 间不同干扰关系间需要实现的 MCL

项 目	单位	TDD 终端→DCS 终端	DCS 基站→TDD 基站	TDD 基站→DCS 终端	DCS 基站→TDD 终端
PTx	dBm	21	43	34	43
ACIR	dB	32.9	45	39.5	33
带宽转换	dB	−9.0	9.0	−9.0	9.0
kTW	dBm	−121	−113	−121	−113
NF	dB	9	7	9	9
RoT	dB	3	3	3	3
MCL	dB	91.1	113.1	97.5	123.1
ΔG	dBi	−6.0	16.0	11.0	11.0
计算公式	宏蜂窝模型：$L=128.1+37.6\lg R$		自由空间模型：$L=32.45+20\lg f+20\lg R$		
$L=\Delta G+MCL$	dB	85.1	129.1	108.5	134.1
正态衰落	dB	12.0	10	10	10.0
R	Km	0.054	10.7	0.16	0.78

2. 仿真方法分析 TD-SCDMA 与 DCS1800 间邻频干扰

有关 DCS1800 和 TD-SCDMA 系统间的邻频干扰，参考文献[10]和[11]分别进行了仿真和分析，但是仿真条件有些差别，大致的仿真环境和 3GPP 的仿真环境类似，两个仿真都采用了智能天线选项，参考文献[10]仿真中的赋型增益设置为 7 dB，而参考文献[11]仿真中的赋型增益设置为 9 dB；参考文献[11]的 TD-SCDMA 接收灵敏度上行设置为−117.9 dBm，下行设置为−114.7 dBm，相对偏高，另外，参考文献[11]的 ACIR 的取值也相对比较高，两仿真的主要结果见表 11-11。

表 11-11 参考文献[10]和[11]对 TD-SCDMA 和 DCS1800 间邻频干扰仿真结果

邻频干扰引起容量损失达 5%的 ACIR (dB)			参考文献[10]的仿真模拟结果			参考文献[11]的仿真结果		
被干扰方		干扰情况	基站共址	基站间隔 R/2	基站间隔 R	基站共址	基站间隔 R/2	基站间隔 R
TDD	上行	DCS 基站→TDD 终端	15	32	34	—	—	—
	下行	DCS 基站→TDD 基站	88*	75*	73*	124.3(容量损失 3%)	92.9(容量损失 3%)	90.9(容量损失 3%)
DCS 下行		TDD 终端→DCS 终端	—	—	—	没有影响		
		TDD 基站→DCS 终端	—	—	—	没有影响		

* 设定 GSM 基站与 TD-SCDMA Node B 的 MCL 为 50 dB，与标准中根据实际情况设定的做法存在差异。这里 R=577 m，是两系统基站间距。

由于参考文献[10]的仿真环境中将 3 种情况的 MCL 均确定为 50 dB，而实际上在共站和基站间隔较小时达不到该 MCL，所以参考文献[10]的模拟结果中对 ACIR 的要求偏小；另外，参考文献[11]设定的干扰引起容量损失阈值标准是 3%，要小于参考文献[10]中的 5%的标准，进一步提高了对 ACIR 的要求。但两文献的仿真都说明：两系统采用邻频时，仅靠设备满足标准的指标要求或者通过常规方法，DCS 基站对 TD-SCDMA 基站的邻频干扰是不能得到有效抑制的。此外，对于 DCS 基站干扰 TD-SCDMA 终端的情况，参考文献[10]的模拟仿真结果显示，两系统基站有一定间隔时，仅达到标准要求的设备会有较大容量损失。参考文献[11]的模拟结果虽然没有提供同类数据，但给出典型情况下的容量损失是非常大的。

上述的仿真结果和确定性分析的结果大体一致，都说明仅满足标准要求的设备，采用常规

手段不能实现 DCS 基站对 TD-SCDMA 基站的邻频干扰抑制，DCS 基站对 TD-SCDMA 下行也会在两系统基站间隔比较大时引起比较多的容量损失。

11.4.5 TD-SCDMA 与 FDD-CDMA 系统之间的干扰

TD-SCDMA 和 FDD-CDMA 系统之间的干扰主要分为 WCDMA 和 TD-SCDMA 之间、CDMA 2000 1X 与 TD-SCDMA 之间的干扰。本文主要以 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统间的干扰为例说明 TD-SCDMA 和 FDD-WCDMA 系统之间的干扰。

由频谱分配图 11-4 可以看出，在 1920~1980 MHz 频段是 FDD 系统的上行频段，在 1850~1880 MHz 频段是 FDD 系统的下行颇段，而夹于两者之间的 1880~1920 MHz 是 TDD 频段，那么在 1880 MHz 频段处，WCDMA 的下行会对 TD-SCDMA 造成干扰影响，在 1920 MHz 频段处 WCDMA 的上行会对 TD-SCDMA 造成干扰影响，这是我们分析 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统共存的前提。

根据载波频率配置，WCDMA 的载波中心频率与 TD-SCDMA 的载波中心频率之间的间隔至少为：5 MHz/2（WCDMA 载波的一半）+0.200 MHz+1.6 MHz/2（TD-SCDMA 载波的一半）=3.5MHz。这时只会发生 WCDMA 移动台干扰 TD-SCDMA 基站和移动台以及 TD-SCDMA 基站和移动台干扰 WCDMA 基站的情况。

对于 TD-SCDMA 系统收到的 WCDMA 终端邻频干扰，按照参考文献[5]和[12]中对 WCDMA 终端的 ACLR 要求和对 TD-SCDMA 终端、TD-SCDMA 基站的 ACS 指标要求，利用频谱掩模和线性差值，可以确定符合标准要求的设备在 3.5 MHz 的中心频率间隔下可达到的 WCDMA 终端对 TD-SCDMA 基站的 ACIR 和 WCDMA 终端对 TD-SCDMA 终端的 ACIR，见表 11-12。

表 11-12 WCDMA 终端对 TD-SCDMA 的 ACIR

WCDMA 终端对 TD-SCDMA 的干扰	上行		下行	
	TDD 基站	FDD 终端	TDD 终端	FDD 终端
ACS（dB）	45		33	
ACLR（dB）		30.8		30.8
ACIR（dB）	30.6		28.8	

WCDMA 系统在上行链路，其基站会分别收到 TD-SCDMA 终端和 TD-SCDMA 基站的邻频干扰；在下行链路，由于频段间隔超过邻频干扰范围，只需要考虑杂散等种类的干扰，根据 3GPP 设备要求，计算出 TD-SCDMA 终端对 WCDMA 基站的 ACIR，见表 11-13。

表 11-13 TD-SCDMA 终端对 WCDMA 上行的 ACIR

TD-SCDMA 终端对 WCDMA 上行的干扰	频率间隔 3.5 MHz	
	FDD 基站	TDD 终端
ACS（dB）	45	
ACLR（dB）		37.8
ACIR（dB）	37.0	

按照 3GPP 的不同要求，TD-SCDMA 基站对 WCDMA 基站的 ACIR，需要区分两系统不共存、两系统共存和两系统共站等 3 种情况分别计算，对应的计算结果见表 11-14。

表 11-14 TD-SCDMA 基站对 WCDMA 基站的 ACIR

情 况	TD-SCDMA 基站对 WCDMA 上行的干扰	频率间隔 3.5 MHz	
		FDD 基站	TDD 基站
TDD 与 FDD 不共存	ACS（dB）	45	
	ACLR（dB）		40
	ACIR（dB）	38.8	
TDD 与 FDD 共存（或与不同步的 TDD 共存）	ACS（dB）	45	
	ACLR（dB）		70
	ACIR（dB）	45	
TDD 与 FDD 共站（或与不同步的 TDD 共站）	ACS（dB）	45	
	ACLR（dB）		110
	ACIR（dB）	45	

1. *确定性方法分析 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统间邻频干扰*

计算各假设条件下不同干扰关系间需要实现的 MCL，见表 11-15。

表 11-15 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统之间的不同干扰关系间需要实现的 MCL

项目	单位	TDD 终端→FDD 基站	FDD 终端→TDD 基站	TDD 基站→FDD 基站	FDD 终端→TDD 终端
PTx	dBm	21	21	34	21
ACIR	dB	37	30.6	45	28.8
kTW	dBm	−108	−113	−108	−113
带宽转换	dB	4.9	−4.9	4.9	−4.9
NF	dB	5	7	5	9
RoT	dB	3	3	3	3
MCL	dB	92	91.5	97	91.3
ΔG	dBi	11	11	16	0
计算公式		宏蜂窝模型：$L=128.1+37.6\lg R$		自由空间模型：$L=32.45+20\lg f+20\lg R$	
$L=\Delta G+MCL$	dB	113	102.5	113	91.3
正态衰落	dB	10	10	10	12
R	km	0.11	0.11	1.68	0.11

由表 11-15 中计算可知，两系统终端间邻频干扰和 TD-SCDMA 终端对 WCDMA 基站邻频干扰均只在极端情况下才会出现，而且后者通过合理选择基站的位置或者稍微缩小服务半径就可以避免，而前者由于干扰源持续以较高功率发射，同时收发天线间多为净空传输，因此该干扰很难避免。

2. *仿真方法分析 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统间的邻频干扰*

参考文献[13]对 TD-SCDMA 系统和 WCDMA 系统之间的邻频干扰进行了模拟仿真。仿真结果见表 11-16。

表 11-16 TD-SCDMA 与 WCDMA 系统间邻频干扰的仿真结果

邻小区引起的容量损失为 5%时的 ACIR			仿真结果					
			全向无智能天线			全向智能天线		
被干扰方		干扰情况	基站共址	基站间隔 $R/2$	基站间隔 R	基站共址	基站间隔 $R/2$	基站间隔 R
TD-SCDMA	上行	FDD 终端→TDD 终端	0（容量损失小于 1.4%）	0（容量损失小于 1.5%）	0（容量损失小于 1.8%）	—	—	—
	下行	FDD 终端→TDD 基站	25（容量损失小于 0.05%）	25（容量损失小于 0.13%）	—	—	—	—
WCDMA 上行		TDD 终端→FDD 基站	<30	32.8	33.9	22.5	29.5	32.1
		TDD 基站→FDD 基站	78	60	60	85	74	74

参考文献[13]中全向智能天线的仿真结果中虽然没有提供 WCDMA 终端对 TD-SCDMA 上下行的邻频干扰容量影响的具体结果，但是该文献中介绍在小区覆盖半径小于 1.5 km 时，WCDMA 终端对 TD-SCDMA 上下行的邻频干扰可以忽略。

对比有无智能天线两种情况的仿真，使用智能天线后，TD-SCDMA 终端对 WCDMA 系统上行链路的邻频干扰变化不大，TD-SCDMA 基站对 WCDMA 系统上行链路的邻频干扰导致的容量损失略增大。

对于 WCDMA 终端对 TD-SCDMA 终端和 TD-SCDMA 基站的干扰、TD-SCDMA 终端对 WCDMA 基站的干扰，从结果上看，在系统设备满足标准要求的 ACLR 和 ACS 情况下，所造成的邻频干扰中断通信的概率是比较低的，这 3 对干扰是在最恶劣的情况才会发生的，可以通过合理设置基站的位置和站点间距加以减小和避免。如果不能完全避免，那么虽然干扰导致通信中断的概率不高，规划中还是要把可能发生该情况的区域分析出来，如果该区域比较重要，就需要通过调整规划方案加以避免。

对于 TD-SCDMA 基站对 WCDMA 基站的邻频干扰，仿真结果显示仅满足标准要求的设备是不能实现邻频部署时的邻频干扰抑制要求的。解决两系统共存和共站情况下基站之间邻频干扰的主要措施如下。

- 合理安排两系统的频率，增大两系统的频率间隔。增加频率间隔可以实现两系统更大的 ACIR，从而降低对 MCL 的要求，增加频率间隔后也便于通过外加滤波器提供更大的收发间的隔离。
- 增大异系统基站的间距，避免共站。如果采用定向天线，应尽量保持两系统相邻站点的小区方向一致，利用天线去耦性增大耦合损耗。如果不同系统的基站必须共站，应合理设计天线系统的分布，利用空间隔离和方向去耦等方式，增大系统间收发天线的隔离度。
- 改进工艺，提升设备的 ACIR 指标，尤其是 WCDMA 基站的 ACS 指标。
- 在不能避免基站之间的邻频干扰的情况下，需要分析由邻频干扰导致的 WCDMA 基站灵敏度恶化量，缩小 WCDMA 基站的服务半径和基站间隔，以提高终端的上行有用信号，抵抗 TD-SCDMA 基站的强邻频干扰。

11.4.6 TD-SCDMA 和 PHS 系统之间的干扰

PHS 基站工作的无线频率分配为 1900~1920 MHz，工作带宽为 20 MHz，载频间隔 288 kHz，TD-SCDMA 的工作频段为 1880~1920 MHz/2010~2025 MHz/2300~2400 MHz 3 段。所以 TD-SCDMA 系统在 1880~1920 MHz 频段将受到 PHS 系统的干扰。当 PHS 系统和 TD-SCDMA 系统同频工作时，对 TD-SCDMA 来说，PHS 系统的发射信号会受到 PHS 系统的干扰。

假设 TD-SCDMA 与 PHS 系统在 1900 MHz 处邻频共存，TD-SCDMA 工作在 1880~1900 MHz 频段，PHS 系统工作在 1900~1920 MHz 频段。由于两系统均为 TDD 工作方式，收发使用相同的载波频率，1900 MHz 处 TD-SCDMA 和 PHS 之间的干扰与不同步的 TD-SCDMA 系统间的干扰情况类似，可能会在不同的时间点上出现两系统基站之间、终端之间以及基站与终端之间的干扰，在这些干扰中，由于基站之间多为净空，干扰方发射功率大，同时被干扰方工作底噪低，而且这一干扰不会因为终端的不同分布而降低发生的概率，所以基站之间的干扰是这两个不同步 TDD 系统各种干扰中最严重的。

按照参考文献[14]要求，PHS 基站的邻道 ACLR 要求为：

- 在中心工作频率以外 600 kHz（$2\Delta f$）处，邻道泄漏功率小于 800 nW（约合−31dBm）；
- 在中心工作频率以外 900 kHz（$3\Delta f$）处，邻道泄漏功率小于 250 nW（约合−36dBm）；

按照 500 mW（–27 dBm）的发射功率计算，ACLR 分别为 58 dB（$2\Delta f$）和 63 dB（$3\Delta f$），TD-SCDMA 基站的 ACS 要求为 45 dB(中心工作频率±1.6 MHz)，所以 PHS 基站对 TD-SCDMA 基站的 ACIR 主要受限于 TD-SCDMA 基站的 ACS，具体数值见表 11-17。

表 11-17 PHS CS 对 TD-SCDMA 基站的 ACIR

项 目	TD-SCDMA 基站	PHS 基站
ACS（dB）	45	
ACLR（dB）		58
ACIR（dB）	44.8	

PHS 基站的 ACS 要求为 50dB（在±600 kHz / $2\Delta f$ 处），TD-SCDMA 基站的 ACLR 在与不同步的 TDD 系统共存或共站时要求达到 70 dB 和 110 dB，所以 TD-SCDMA 基站对 PHS 基站的 ACIR 主要受限于 PHS 的 ACS，具体数值见表 11-18。

表 11-18 TD-SCDMA 基站对 PHS CS 的 ACIR

项 目	TD-SCDMA 基站	PHS 基站
ACS（dB）		50
ACLR（dB）	70（不同步共存）/110（不同步共址）	
ACIR（dB）	49.9	

1. 确定性方法分析 TD-SCDMA 与 PHS 系统之间的邻频干扰

计算各假设条件下不同干扰关系间需要实现的 MCL，见表 11-19。

表 11-19 TD-SCDMA 与 PHS 系统间不同干扰关系间需要实现的 MCL

项 目	单位	TDD 基站→PHS 基站	PHS 基站→TDD 基站
PTx	dBm	34	27
ACIR	dB	49.9	44.8
kTW	dBm	−119	−113
带宽转换	dB	7.0	−7.0
NF	dB	5	7
RoT	dB	3	3
MCL	dB	91.1	95.2
ΔG	dBi	6+11−3	3+11−3
计算公式		自由空间模型：$L=32.45+20\lg f+20\lg R$	
$L=\Delta G+MCL$	dB	105.1	106.2
正态衰落	dB	10	10
R	km	0.68	0.77

2. 仿真方法分析 TD-SCDMA 与 PHS 系统之间的邻频干扰

TD-SCDMA 系统与 PHS 系统的基站布局差异很大，PHS 系统基站分布更密集，因此在两系统干扰仿真中也就不能再按照共站、互处覆盖半径处等最佳、最恶劣的情况进行典型化处理，相反，更为常见的情况是既有基站间距离比较近的情况、又有基站间距离相对比较远的情况，而干扰影响严重的将主要是距离比较近的恶劣情况。所以，在此情况下的仿真结果从整体统计上应更为接近于确定性分析方法的结果。

参考文献[15]和[16]提供了 TD-SCDMA 系统与 PHS 系统共存情况下的邻频干扰的仿真结

果，仿真环境中 TD-SCDMA 部分与 3GPP TR25.942 要求相同，PHS 系统按照 144 m 的覆盖半径蜂窝状布局，天线高度随机选择 4/5 基站高于屋顶平均高度 4m、其余 1/5 基站低于屋顶平均高度的典型情况，按照参考文献[14]对设备的要求设置 PHS 基站和移动台参数。按照两系统基站间不同的 MCL 假设，可以得到不同的 ACIR 对 PHS 容量损失的曲线，如图 11-6 所示。

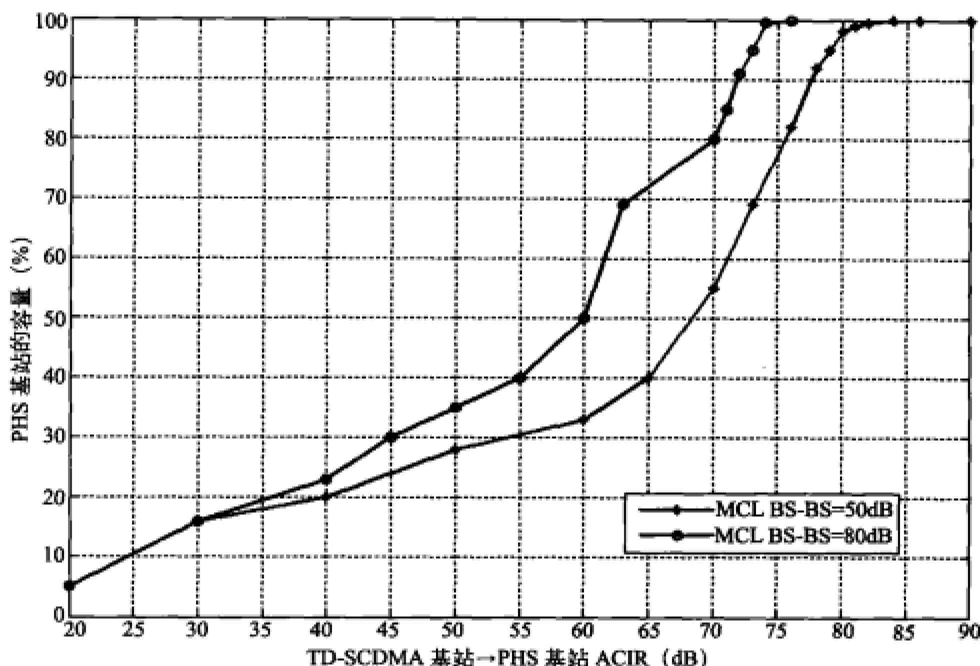


图 11-6 TD-SCDMA 与 PHS 系统共存情况下不同 ACIR 对 PHS 容量损失曲线

根据上述仿真结果可得出如下结论。

- 在 ACIR 大于 30 dB 时，随着两系统基站之间 MCL 的增大，TD-SCDMA 基站对 PHS 基站的邻频干扰引起的 PHS 基站容量损失逐渐减小。
- 对应于 MCL=80 dB 的情况，当 ACIR 大于 73 dB 时，可以实现该邻频干扰引起的 PHS 基站容量损失小于 5%；当 MCL=50 dB 时，要实现邻频干扰引起的容量损失小于 5%，需要 ACIR 高于 80 dB。

基于相同的仿真场景，参考文献[15]和[16]也提供了不同 TD-SCDMA 覆盖半径下，PHS 基站对 TD-SCDMA 覆盖半径下，PHS 基站对 TD-SCDMA 基站的邻频干扰仿真结果如图 11-7 所示。

根据上述仿真结果可得出下列结论。

- 随着 TD-SCDMA 基站覆盖半径的增大，PHS 基站对 TD-SCDMA 基站的邻频干扰引起的 TD-SCDMA 上行容量损失逐渐增大，主要是由于 TD-SCDMA 覆盖半径越大，越多的终端远离基站，从而越容易受到距离基站较近的 PHS 基站的干扰影响。
- 对应 577 m、1000 m 和 1500 m 3 种 TD-SCDMA 小区半径，要保证 TD-SCDMA 系统的上行容量损失小于 5%，所需的 ACIR 分别大于 48dB、55dB 和 63dB。

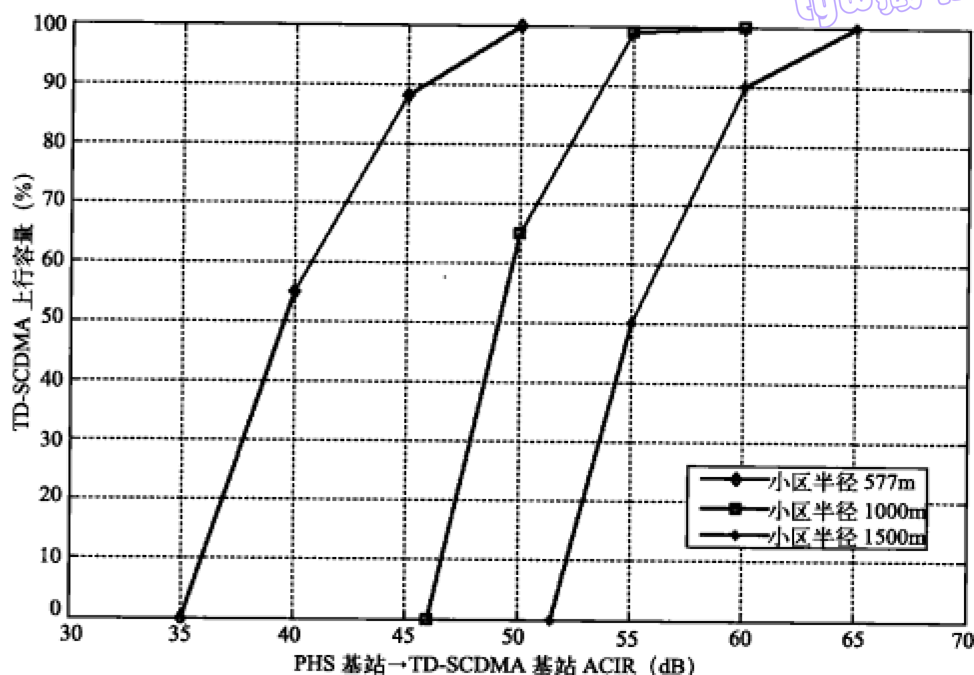


图 11-7 PHS 基站对 TD-SCDMA 基站邻频干扰（TD-SCDMA 上行容量）的影响

参考文献

[1] 3GPP TR25.945 v5.2.0. RF requirement for 1.28Mcps UTRA TDD option.2007.

[2] 3GPP TS25.123 v7.4.0. Requirements for support of radio resource management(TDD).2007.

[3] 3GPP TS25.928 v4.0.1. 1.28 Mcps functionality for UTRA TDD physical layer. 2001.

[4] 关于第三代公众移动通信系统频率规划问题的通知. 国家信息产业部[2002]479 号.

[5] 3GPP TS25.105 v7.7.0. Base Station radio transmission and reception (TDD). 2007.

[6] 3GPP TS25.102 v7.9.0. User Equipment radio transmission and reception (TDD). 2007.

[7] 3GPP TR25.942 v7.0.0. Radio Frequency system scenarios. 2007.

[8] 无线通信技术工作委员会 WG8 工作组#5. TD-SCDMA 和 TD-SCDMA 系统间干扰保护研究.

[9] ETSI TS 100 910 v8.19.0 Digtial cellular telecommunications system(Phase 2+) Radio Transmission and Reception(3GPP TS 05.05 version 8.19.0 Release 1999). 2005.

[10] 李男，彭木根，王文博，黄标等. TD-SCDMA 与 DCS1800 系统电磁兼容研究. 中国无线电. 2005.

[11] 中国移动频谱规划项目相邻频段不同体制移动通信系统兼容性研究. TD-SCDMA 系统与 DCS1800 系统项目报告.

[12] 3GPP TS25.101 v7.2.0. User Equipment radio transmission and reception(FDD). 2007.

[13] 彭木根，黄标等. 第三代移动通信系统 FDD/TDD 之间频率干扰研究. 中国无线电. 2005.

[14] Personal Handyphone System ARIB standard RCR STD-28 Version 5.1. 2005.

[15] 无线通信技术工作委员会 WG8 工作组#15. PHS 和 TD-SCDMA 共存研究报告. 2006.

[16] 广州杰赛通信规划设计院. TD-SCDMA 规划设计手册. 人民邮电出版社，2007.

[17] 彭木根，王文博等. TD-SCDMA 移动通信系统. 机械工业出版社，2005.

第12章　TD-SCDMA网络规划

移动通信是一项高投入的产业，一旦选择了某种技术标准，就必须投入巨大的成本。我国3G商用化的初期，各大移动业务运营商选择哪个标准主要受技术驱动，甚至是政府驱动。但是，最后运营的成功与否，还是由市场决定。为了在竞争中求生存，移动业务的运营商必须拥有一定规模的用户群，并尽量提高用户的满意度和ARPU值，得到最好的投入产出比。要解决这些问题，就要做好网络建设前的整体规划和网络建设后的优化工作，其中，网络规划是无线网络建设运营之前的关键步骤，主要从覆盖、容量、服务质量3个网络指标对网络进行宏观设置。一个移动通信网络的规划由网络规模预测、传输系统规划设计、核心网规划设计、电源配套规划设计和无线系统规划设计几大部分组成。其中，无线网络规划是移动通信系统规划中最关键的部分，其设计成败关系着整个移动通信网络建设的成败。

无线网络规划的目标并不是单纯使覆盖或者容量最大化，而是追求覆盖、容量、服务质量、设备利用率和经济性之间的平衡。同时，无线网络规划并不是万能的。网络规划只是对移动网络的预先宏观设置，使网络建设者对网络的建设情况有一个大体的把握。无线环境是随机的、动态的，与此同时，用户的需求也在不停变化，即使有了最理想的网络规划方案，还不足以保证一定能建设成一个品质优良的网络，还需要在网络的使用过程中不断进行优化，但网络规划是建成理想、稳定的移动网络的首要条件。本章着重讲述TD-SCDMA的网络规划。

12.1　TD-SCDMA 网络规划概述

网络规划是一项系统工程。对于TD-SCDMA网络运营商来说，如何经济有效地建设一个TD-SCDMA网络、保证网络建设的性价比是他们最关心的。网络规划的目标是在满足运营商的建网目标的前提下，通过链路预算、容量估算，给出基站规模和基站配置，满足覆盖、容量、质量和成本的网络性能指标，或使其达到良好平衡，从而实现最优化设计。

明确建网目标和可用资源是网络规划工作的前提，包括运营商可用的频率资源、覆盖区域的大小、无线传播环境、当地的话务模型、网络的用户密度信息、用户的未来增长预测、网络需要支持的业务覆盖概率及相应的QoS要求等。网络规划必须要达到服务区内最大程度无缝覆盖，必须科学预测话务分布，合理布局网络，均衡话务量，在有限带宽内提高系统容量，同时必须最大程度减少干扰，达到所要求的QoS。在保证话音业务的同时，网络规划还要满足高速数据业务的需求，优化无线参数，达到系统最佳的QoS。在满足覆盖、容量和服务质量前提下，还应该尽量减少系统设备单元，降低成本。建成的网络不仅要能够满足现有网络建设的目标，同时要保证网络的可扩展性。分析预测网络未来发展使得网络解决方案更加具有前瞻性和竞争力。

12.1.1　规划目标

无线网络规划目标具体体现在覆盖、容量、业务质量和成本4个方面。

1. *覆盖*

设计基站类型要考虑不同无线环境的传播模型，考虑不同的覆盖率要求，达到无线网络规划初期对网络各种业务的覆盖要求。3G无线覆盖要求可以用业务类型、覆盖区域和覆盖概率等指标来表征。在覆盖规划时，首先要知道业务需求情况和区域类型及总体发展策略，提出各类业务的无线覆盖范围。如业务类型包括12.2 kbit/s话音业务、64 kbit/s电路数据业务、64 kbit/s分

组业务、128 kbit/s分组业务和384 kbit/s分组业务等，覆盖区域可划分为市区、县城、乡镇及交通干线、旅游景点等。

在规划过程中，工程设计人员运用网络规划软件，预测规划区内的每个点接收和发送无线信号的质量，根据预先设定好的覆盖阈值，判断该点是否被覆盖，然后统计整个规划区，确定覆盖概率是否达标。对于TD-SCDMA系统，下行链路覆盖指标有终端接收导频信号P-CCPCH（Primary Common Control Physical CHannel）、每个导频功率与接收到的前向链路的总功率之比E_C/I_0和电平值RSCP（Received Signal Code Power）。上行链路以终端发射功率为判断准则。

进行覆盖规划时，要充分考虑无线传播环境。由于无线电波在空间衰减存在较多的不可控因素，相对比较复杂，因此应合理区分不同的无线环境，通过模型测试和校正，滤除无线传播环境对无线信号快衰落的影响，得到实际合理的指标。表12-1是TD-SCDMA系统的覆盖判断参考指标。

表 12-1 TD-SCDMA 系统的覆盖判断参考指标

业务类型	终端最大发射功率（dBm）	P-CCPCH RSCP（dBm）	P-CCPCH E_C/I_0（dBm）
话音 12.2 kbit/s	≤24	≥−95	≥−6
CS 64 kbit/s	≤24	≥−95	≥−6
PS 64 kbit/s	≤24	≥−95	≥−5
PS 128 kbit/s	≤24	≥−95	≥−5
PS 384 kbit/s	≤24	≥−95	≥−5

注：3GPP规定普通商用终端话音12.2 kbit/s业务的终端最大发射功率为21 dBm，目前厂家所提供的话音12.2 kbit/s业务的终端最大发射功率均达到24 dBm。

2. 容量

容量描述系统建成后所能满足的话音用户数和数据用户数的总和，根据用户预测和业务预测对网络容量提出建议要求。容量主要反映为网络拥塞概率，该目标在不同的区域有不同的要求，即进行网络容量规划时要考虑不同用户业务类型。

一般在城区的业务量比在郊区业务量大，同时各地区的业务渗透率也有很大不同，应合理区分规划区域，并测量业务量。

另外，TD-SCDMA 系统容量规划需要结合关键技术特点进行。在 TD-SCDMA 系统中，不同速率业务的承载是通过资源单元来计算的。每个时隙中一个扩频因子为 16 的码道为一个基本资源单元。由于 TD-SCDMA 引入智能天线和联合检测后造成码资源受限，因此容量规划过程中的主要问题在于需要根据不同的时隙配置可提供的上下行资源单元数量，进行系统可以提供的容量的计算。根据 TD-SCDMA 业务模型的情况，进行不同业务对资源单元的需求比例的折算，并分析不同区域中业务需求量和业务需求类别，最后计算该区域中基站所需的容量。

表12-2是TD-SCDMA网络服务等级参考指标。

表 12-2 话音业务和数据业务的服务等级

业务类型	区域类型	服务等级
话音业务	市区	拥塞率：1%～2%
	农村	拥塞率：2%～5%
CS数据业务	市区	拥塞率：2%
PS数据业务	市区	交互业务：90%的概率条件下，数据传输时延小于5s 后台业务：不做要求

3. 业务质量

在TD-SCDMA系统中，使用QoS来表示业务的质量，在QoS中包含了服务的速率、容忍的误码率以及传输延迟等TD-SCDMA可以提供业务的特性。话音业务的质量可从接续、传输和保持3个方面来衡量。接续质量表征用户通话被接续的速度和难易程度，可用业务信道的误帧率来衡量。对于数据业务，目前通常采用吞吐量和时延来衡量业务质量。业务保持能力表征了用户长时间保持通话的能力，可用掉话率和切换成功率来衡量。

在业务质量中，与无线网络业务质量密切相关的指标有接入成功率、忙时拥塞率、接入时延、误块率（BLER，Block Error Rate）、切换成功率和掉话率等。

4. 成本

TD-SCDMA网络是否存在和发展取决于市场，所以成本预算和控制对于运营商是非常重要的。在保证满足覆盖、容量和质量目标的基础上，降低建设成本、节约开支是网络建设的重要目标之一。设定合理的成本目标，并在实施过程中实现该目标，需要建设单位、网络设计人员和工程实施人员共同努力。一般来讲，控制成本主要有以下几种方法。

（1）TD-SCDMA 的核心网和 GSM 具有兼容特点，所以在建网的时候可充分利用现有的 GSM 网络资源，对 GSM 网络进行软件升级。

（2）在站址满足网络设计要求的前提下，充分利用已有的站点，利用现有电信资源。

（3）网络规划和工程建设分阶段进行，根据市场需求及覆盖区域分期进行设计和施工，避免规划中的失误造成不可挽回的损失；

（4）在设备满足要求的条件下，根据覆盖目标合理使用宏蜂窝基站、射频拉远、直放站等多种低成本覆盖手段。

网络规划是覆盖、容量、质量和成本四要素的一个整合过程，如何做到它们的和谐统一是网络规划必须要面对的问题。一个出色的组网方案应该是在网络无线建设的各个时期以最低代价来满足运营要求：网络规划必须满足国家和当地的实际情况，必须适应网络规模滚动发展，系统容量以满足用户增长为衡量，要充分利用已有资源，应平滑过渡，注重网络质量的控制，保证网络安全、可靠，综合考虑网络规模、技术手段的未来发展和演进方向。

网络规划应遵循统一规划、分步实施的原则，加强无线网络规划的指导性和前瞻性。网络结构和目标站址的规划应统筹考虑中长期网络发展需要，并进行滚动规划。网络建设根据资金和业务发展情况，依据规划，分期实施，尽量避免对原有站址进行重大调整。在组网过程中，要灵活使用宏蜂窝、微蜂窝、射频拉远和直放站等。

12.1.2 规划内容

无线网络规划作为网络规划建设的重要环节，应以基础数据的收集整理以及需求分析为基础，确定规划目标，完成用户及业务预测，制定网络发展策略。网络规划涉及基站Node B、无线网络控制器RNC和无线网接入传输规划3个方面的内容，具体如下[1]。

1. 基站规划

基站规划包括站址规划、基站设备配置、无线参数设置和无线网络性能预测分析。

站址规划即根据链路预算和容量分析，计算所需基站数量，并通过站址选取，确定基站的地理位置。

确定基站数量的原则如下经过链路预算，大致确定满足覆盖目标所需的基站数量，同时估算容量，得到在满足容量目标的前提下所需的基站数量。比较满足覆盖需求和容量需求的基站数量，选择其中较大者作为初步布站的数量。

基站站址规划是一项复杂的工作，除去工程技术的因素，站址建站的可行性也是需要考虑的一个重要因素。从技术角度考虑，最适宜建站的地方并不一定能够安放基站设备，因此在站址选择的过程中，为拟定安放的基站设定基站搜索圈，通过实地勘察，在基站搜索圈中落实基站站址。

基站设备配置即根据覆盖、容量、质量要求和设备能力，确定每一个基站的硬件和软件配置，包括扇区、载波和信道单元数量。

通过站址勘查和系统仿真设置以下无线参数：工程参数包括天线类型、天线挂高、方向角、下倾角等，小区参数包括频率、扰码、上下行时隙、位置区、路由区等。然后模拟网络的总体性能，通过对模拟结果的分析，判断规划方案是否满足规划要求。若不符合，应修改规划方案，并重新做网络仿真，直到符合规划要求。

无线网络性能预测分析即通过系统仿真提供包括覆盖、切换、导频污染、吞吐量、掉话、BLER分布、E_b/N_0分布等在内的无线网络性能指标预测分析报告。

2. RNC规划

根据RNC容量和基站规划结果，确定RNC的数量和设备配置，完成RNC控制范围的划分。

3. 无线网接入传输规划

计算每一个基站Iub接口传输需求以及Iu和Iur接口的传输需求。

12.1.3 规划流程

如前所述，网络规划的目标是在满足运营商建网目标的前提下，达到容量、覆盖、质量和成本的良好平衡，从而实现最优化设计。为了达到以上目的，必须要遵照一定的规划设计流程，对网络进行科学的规划设计。整个无线网络规划分4步进行，如图12-1所示[2]。

1. 准备阶段

这一阶段的主要工作是收集规划设计所需的市场信息、地理情况、人口信息及客户需求等，获取网络规模的初步资料，并进行CW（Continuous Wave，连续波）测试、扫频测试、室内穿透损耗测试等，掌握业务区的无线环境情况，为后面的覆盖、容量规划等提供依据。

- 业务区调研、资料收集

其目的是细化容量、覆盖规划设计原则、获得业务模型并进行业务分区。具体内容包括业务区的人口经济、地理建筑、现有网络资料等。比如经济状况，包括地区经济总量、人均收入、市政规划、经济发展规划策略与重点区域等，初步了解各地区人群的移动通信消费能力，以此作为业务预测的基础。

- 前期测试工作

前期要做的测试工作主要包括扫频测试、CW测试及室内穿透损耗测试，目的是要获取较为准确的业务区的无线环境特征，作为后期规划设计工作的依据。

对业务区的规划频段进行扫频测试，了解区域内的背景噪声情况，并对工作频点进行干扰排查，准确定位干扰源，并及时将干扰源、干扰区域等信息提交给建设方，通过建设方与其他运营商或单位的协调加以解决。

根据业务区的建筑物、人口分布等将业务区分为几种，如密集市区、一般市区、郊区和乡村等，对每种区域分别进行CW测试，得出适合各种区域无线传播特性的传播模型，用于指导覆盖规划。

室内穿透损耗测试就是为了得出不同类型建筑物的穿透损耗值，用于链路计算，并计算出基站能解决覆盖区域楼宇室内覆盖的情况下的覆盖半径。国外的相关调查分析显示，未来的3G业务有70%以上集中在室内，因此在做规划设计的时候要重点考虑解决建筑室内覆盖。室内覆

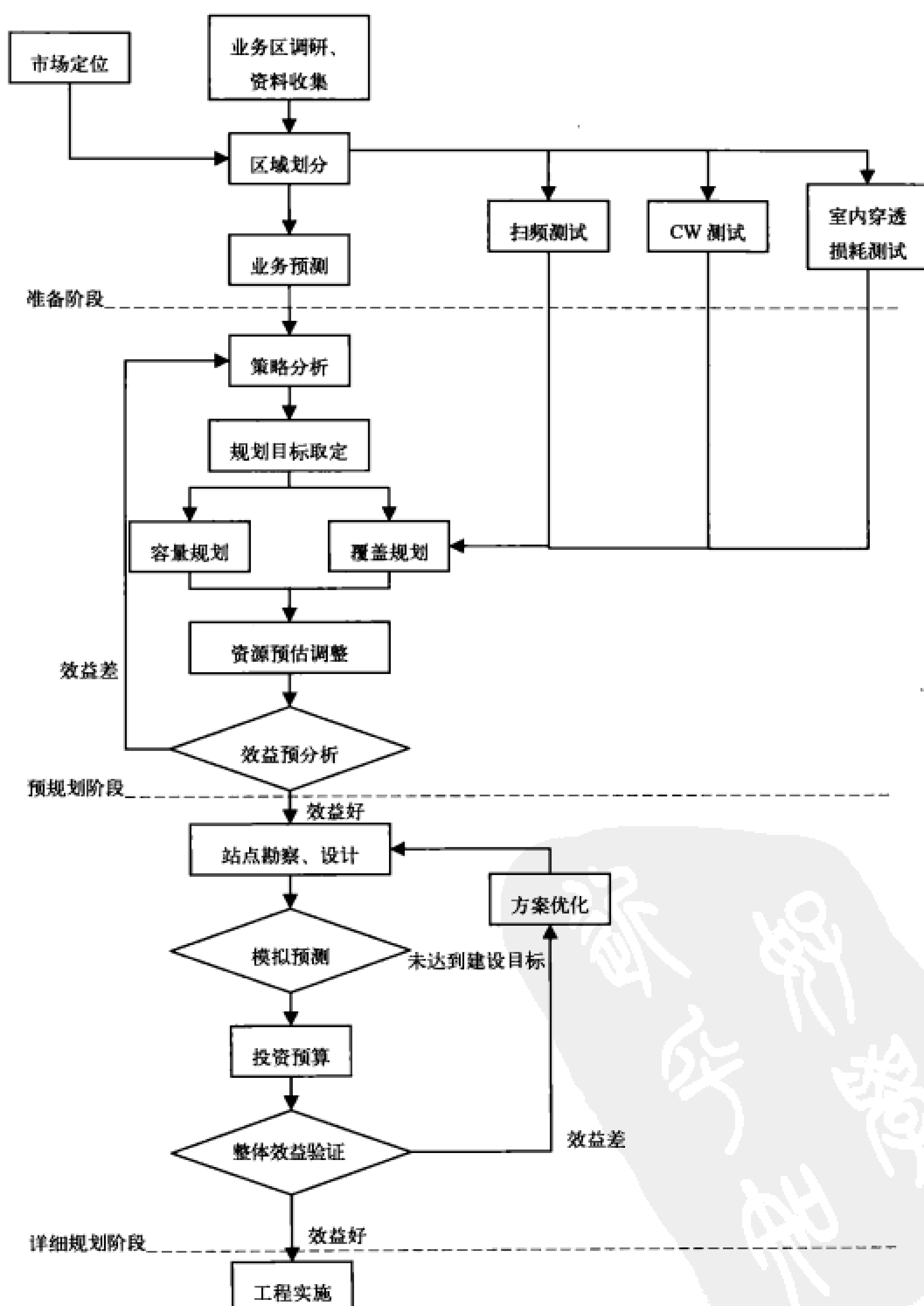


图 12-1 无线网络规划流程

盖可通过建设室内分布系统或者室外宏站信号穿透覆盖解决，在实际组网中往往需要将这两种方式有机结合起来。

- 市场定位和业务预测

通过与客户的交流，准确把握建设方的市场发展计划，结合前期收集的相关业务市场资料，找到合理的市场定位，充分考虑目前现有网络的情况、使用人群和基于业务区的人口分布以及各区域经济发展水平情况，充分考虑当地经济发展和人们在生活中对移动电话的需求，从地区经济承受能力出发，分别确定其基本覆盖要求、质量要求及业务类型等，形成客户建设需求报告。市场定位和区域划分是确定无线网络规模的重要依据，它决定了TD-SCDMA网络建设的投资规模及建成投产后的投资收益情况。

业务预测包括总体业务量预测和业务分布预测两部分工作。总体业务量预测主要通过综合考虑现有 2G 网络的运营情况、市场发展状况及竞争对手等情况，对未来的业务量需求进行预测。业务分布预测是根据总体业务量预测的结果，预测业务量在各个区域的具体分布情况，以此来指导后期的建设方案。TD-SCDMA 网络允许对无线承载的特性进行协商，因此能够为目前和将来的新应用都提供很好的支持。

2. 预规划阶段

主要包括对业务模型、网络性能、网络规模和设备需求的估算和分析，确定网络建设的策略、具体的建设目标，进行覆盖和容量的预算，确定网络建设总体规模及投资估算。

预规划阶段主要包括策略分析、规划目标取定、覆盖和容量规划及效益分析等几个环节。

（1）策略分析包括市场分析、经济效益分析和技术分析。市场分析即结合准备阶段的调查和业务预测结果，围绕市场发展需求，明确网络近期、中期、长期分别应达到的水平，同时考虑网络长远发展，一次规划到位，并根据轻重缓急分步实施。经济效益分析的目的是找到建设成本投入和产出的最佳平衡点。技术分析要充分发挥TD-SCDMA的技术优势，灵活采用多种组网方式，建设高质量、低成本的网络。

（2）规划目标取定即根据客户确定的建设策略，确定本期工程欲覆盖的总体区域，并针对总体区域内的不同区域类型，分别制定各自的覆盖、容量、质量及业务种类等方面的具体规划目标，如不同区域内提供的具体业务类型、边缘数据业务最低速率、室内外覆盖率、容量目标和业务等级。

（3）由于TD-SCDMA系统采用了智能天线、联合检测等先进的抗干扰技术，因此系统的呼吸效应大大减弱，从而覆盖规划和容量规划可相对独立进行。

① 覆盖规划。原则上，首先进行链路预算，根据各区域提供的业务类型，估算各种业务在给定的服务质量要求下能够允许的最大路径损耗，然后将最大路径损耗等参数代入该区域校正后的传播模型，得出该区域中的每种业务的覆盖半径。接着由覆盖半径估算出单小区的覆盖面积，由区域的面积除以单小区覆盖面积即可估算出实现该区域的覆盖所需的站点个数。计算覆盖区所需基站数目时，将该地区各类业务中最小的小区覆盖面积作为该小区的小区覆盖面积。在TD-SCDMA系统中，还是存在传统CDMA系统固有的呼吸效应，随着某个时隙用户数的增多，用户和用户之间的干扰增加，反映到链路预算上，就是干扰余量这个参数值随着用户数的增加而递增，导致覆盖半径收缩。因此，基于覆盖的链路预算要考虑单小区覆盖半径与用户数的对应曲线。假设x代表某个时隙的用户数，y代表单小区覆盖半径，显然，$y=f(x)$函数是一个递减函数。

② 容量规划。容量规划也要分区域进行，首先估算各个区域的业务总量及各种类型业务的业务量。然后根据不同区域提供的业务类型、用户模型、时隙比例设置及频点配置等，估算单

小区能提供的容量。接着，由业务总量和单小区容量计算出实际区域的容量目标所需的小区数，最后所有区域所需的小区数相加即可得到整个业务区所需设置的小区数。需要注意的是，如果各区域的时隙比例设置不同，那么区域交界处交叉时隙的容量将有一定的损失，计算小区数时需要考虑这部分容量损失的影响。因此一般来讲网络建设初期数据业务尚未得到大发展的时候，建议全网采用统一的时隙比例设置。

③ 资源预估调整。最后的规模估算结果应该是既满足覆盖的要求，也满足容量的需求，或达到覆盖和容量的最佳平衡。因此，在资源预估结果的调整阶段，需要寻求一个平衡点，该点满足此时单时隙用户数一定、容量与覆盖所需求半径相差最小、成本最低的要求。如果不存在这样的交点，那么以覆盖半径较小者或需求基站数量较大者为准。

(4) 效益预分析。根据资源预估得出的站点数规模，可估算出网络建设所需投资。通过进一步的经济评价，可判断出运营商的投资效益。若经济评价结果显示投资效益好，则可进行下一步的具体建设方案规划；如果投资效益不好，应在保持基本市场目标的前提下，对规划目标的假设做适当下调，然后重新进行预规划设计，直至达到良好的投资效益。

3. 详细规划阶段

主要包括具体站址的选择、天线布置、设备选型、频率、时隙、码规划和参数规划等。以覆盖规划和容量规划的结果为指导，进行实际的站址勘查、选择、设计，并通过模拟预测对规划设计的效果进行验证。此外，还需进行投资预算及整体效益评价，验证规划设计方案的合理性。

(1) 站点勘查、设计。该步骤是对业务区进行实地勘查设计，进行站点的具体布置，确定基站类型，找出适合做基站站址的楼宇或者位置，并确定基站的高度、扇区方向角及下倾角等参数。此外，还需要进行基站码字、发射功率、功控参数及切换等参数的规划。比如，网络的组网方式有链型组网、星型组网、环型组网和混合组网等多种。根据不同的地方环境和站址的选择要求，可以选择一种或几种组网方式。基站具有全向、单扇区、两扇区、三扇区、六扇区等多种站型，不同站型的扇区配置对天线的选择、基站覆盖范围、系统容量、切换等构成影响。站点的勘查设计是整个无线网络规划设计中很重要的一环，因为TD-SCDMA系统是自干扰系统，如果站点选择不合理，干扰将难以通过后期的优化调整加以控制，有可能导致成片区域的信号质量恶化，有效覆盖距离收缩，使容量遭受损失。因此站点选址是要充分考虑网络结构、站点高度、周围的无线环境等多方面的因素，所选出的站址要网络结构合理、高度适中、预计覆盖效果好，并且不会对周边基站造成较大干扰。

(2) 模拟预测。站点选定后，为了了解网络整体的覆盖、容量、信号质量水平，还需通过模拟预测预测出网络建成后各项指标可能达到的水平，并通过与预期的建设目标对比，判断建设方案能否满足建设目标的要求。如果模拟预测结果未能达到建设目标，就需要结合实际情况对建设方案进行优化调整，然后对优化后的建设方案再次进行模拟预测，并对比预测结果和建设目标，直到模拟预测结果达到或者优于建设目标。

(3) 投资预算、整体效益验证。运用概预算软件对整个工程的投资进行预算，并对比网络建成后预计达到的经济效益，以确定网络建设方案的可行性。如果建设方案的经济效益差，就需要返回本阶段的第（1）步，进行建设方案的调整，在保证基本市场目标的前提下，选择更为经济的方式解决业务区的覆盖和容量问题。

4. 工程实施阶段

该阶段是整个网络规划的最后阶段，该阶段规划设计人员的主要任务就是出具详细准确的施工图纸，指导施工队按照规划设计的要求进行站点的安装、调试，有需要时结合实际情况对

建设方案进行局部调整和完善。

12.2 TD-SCDMA 链路预算

覆盖分析是网络规划中的主要内容之一，目的是要确定每个基站最大可能的覆盖面积。覆盖分析需要考虑传播过程中的各种路径损耗、链路平衡和覆盖影响因素，使覆盖分析的结果最大可能地接近实际的测试结果，从而提高整个网络性能分析的准确性。

链路预算是移动通信无线网络覆盖分析最重要的手段之一，不仅应用于网络规划设计阶段，也应用于网络的优化和运营维护阶段。链路预算能够指导规划区内小区半径的设置、所需基站的数量和站址的分布。

12.2.1 概述

所谓链路预算，是通过对系统中上、下行信号传播途径中各种影响因素的考察和分析，获得保持一定呼叫质量下，基站和终端之间的无线链路所能允许的最大路径损耗。由于链路距离和最大允许路径损耗直接相关，因此，只要确定传播模型，从最大允许路径损耗就可以计算出小区的有效覆盖半径。

链路预算的基本参数[3]有如下几个。

1. 终端最大发射功率

目前，各终端厂商设备的话音业务和数据业务的终端最大发射功率均为24 dBm。

2. 天线增益

天线增益与天线的具体型号有关。智能天线的阵元通常是按直线等距、圆周等距排列，每个阵元为全向天线。基站天线增益分两部分：单天线增益和多天线增益。对于八阵元智能天线，理论上，上行有9 dB的分集增益，下行有9 dB的赋形增益。而实际增益则根据无线环境和用户终端UE相对于天线平板位置而定。通常，线阵智能天线的赋形增益取7～9 dB，圆阵智能天线的赋形增益比线阵智能天线小。由于终端的天线数有限，天线增益一般取0。

3. 馈线损耗

指塔放与天线接口之间的跳线损耗，它会降低接收机接收电平，从而对覆盖能力产生影响。在TD-SCDMA系统中，塔顶信号放大器（Tower-Mounted Booster，TMB）放置在室外，馈线损耗指塔放输出至天线入口这段损耗，一般取0.5～1 dB。

4. 噪声系数

系统中用噪声系数（NF，Noise Figure）来表示系统的噪声性能。噪声系数通常被定义为网络输入端信号信噪比和网络输出端信号信噪比的比值，其值越小，说明该系统硬件的噪声控制越好。NF可表示为：

$$NF = 10\lg\frac{(S/N)_{\text{in}}}{(S/N)_{\text{out}}} \tag{12-1}$$

一般基站噪声系数取3.5 dB，终端噪声系数取7 dB。

5. 处理增益

在TD-SCDMA系统中，处理增益与扩频因子、编码方式和调制方式有关。由于TD-SCDMA中引入了智能天线，所以带来的赋形增益一般取7～9dB。TD-SCDMA在业务信道上只有一条链路，所以可以认为基本不存在切换增益。由于TD-SCDMA具有TDMA的特点，根据规范得到上行的处理增益为：

$$G_p = \frac{B \cdot Q \cdot T_C}{R_C \cdot \lg_2 M} \tag{12-2}$$

其中R_C为信道编码器速率，M为数据符号集合大小，B为用户带宽，Q为每个符号的码片数目，T_C为一个码片持续时间。

因为上行承载在一个时隙内只占用1个码道，而下行处理增益与本业务在该时隙内DPCH占用的专用信道数有关，所以下行处理增益计算公式为[4]：

$$G_p = \frac{B \cdot Q \cdot T_C}{N_{CH} R_C \cdot \lg_2 M} \tag{12-3}$$

式中 N_{CH} 为同一时隙本业务占用信道数。

由此，不同业务典型的处理增益不尽相同。对于 12.2 kbit/s 语音业务，TD-SCDMA 用户带宽 B 为 1.6 Mbit/s，M=4，T_C=1/1.28 Mbit/s，R_C=0.3971，Q=8，则上下行处理增益为 11.8 dB。对于 CS64 业务，上行处理增益为 2.77 dB，下行为 11.8 dB。其他业务详见表 12-5 和表 12-6。

6. 接收机灵敏度

接收机灵敏度是指接收机输入端为保证所需要的误帧率而必须达到的功率。随着传输距离的增加，接收信号变弱，提高接收机的接收灵敏度可使设备具有更强的捕获弱信号的能力。基站的接收灵敏度与系统噪声、干扰、业务速率和E_b/N_0有关。

7. 人体损耗

对手持机，当位于使用者的腰部或肩部时，接收的信号比天线离开人体要低几个波长，一般话音业务取3 dB，数据业务取0。

8. 穿透损耗

穿透损耗与具体的建筑物类型和电波入射角度等因素有关。网络规划中不同无线环境通常采用的穿透损耗值如表12-3所示。

表 12-3 链路预算中建筑物穿透损耗

环境类型	穿透损耗取值（dB）
密集市区	18～20
一般市区	13～15
郊区	10～12
乡村	6～8

9. 干扰余量

多用户发起业务后造成的底噪抬升（RoT）被称作干扰余量。在TD-SCDMA中，由于采用了TDMA和FDMA方式，同时引入了联合检测算法，因此理论上可以完全消除本小区内用户之间的干扰，但考虑到实际情况和小区间干扰，随着用户数的增加，干扰还是有一定程度上升，只是没有WCDMA那么明显的呼吸效应。同时TD-SCDMA中引入智能天线后也大大降低了小区内和小区间的干扰。考虑到这些因素，引入联合检测的效率因子β和智能天线效率因子A，通过推导，可以得出TD-SCDMA系统中负荷因子如下：

$$\eta_{UL} = (1-\beta+i)\sum_{j=1}^{N}\frac{1}{1-\beta+\dfrac{P_{Gj}\cdot A}{(E_b/N_0)v_j}} \tag{12-4}$$

其中N为用户数，v_j为用户j的激活因子，i为其他小区干扰与本小区干扰之比。

具体余量需要通过仿真和测试确认，在考虑使用完全部码道情况下，建议在链路预算时取2 dB。

10. 功控余量

功控余量也称快衰落余量。所谓快衰落，主要是指由于多径传播而产生的衰落。由于移动台周围有许多散射、反射和折射体，引起信号的多径传输，使到达的信号之间相互叠加，其合成信号幅度和相位随移动台的运动表现为快速的起伏变化。它反映微观小范围内数十波长量级接收电平的均值变化而产生的损耗，其变化率比慢衰落快，一般服从瑞利分布。在TD-SCDMA中，功率控制比较慢（为0～200次/秒），所以认为TD-SCDMA在慢速的情况下，功率控制可能跟不上快衰落的变化，终端的功率提升也比较少。一般认为的取值是：终端慢速移动条件下（通常在50 km/h的移动速度下）取1 dB，终端快速移动条件下（通常在50 km/h及以上的移动速度下）取0。

11. 阴影衰落余量

阴影衰落是由于在电波传输路径上受到建筑物及山丘等的阻挡所产生的阴影效应而形成的衰落，反映了中等范围内数百波长量级接受电平的均值变化而产生的损耗，其变化率较慢，因此又称为慢衰落。阴影衰落余量是为了克服衰落的变化、保证小区中通信的可靠性而预留出来的余量，与一定的小区边缘通信概率要求和慢衰落标准差相对应。

一般阴影衰落服从对数正态分布。根据阴影衰落方差和边缘覆盖概率要求，可以得到所需的阴影衰落余量。取值通常如表12-4所示。

表 12-4 链路预算中阴影衰落余量对照

	密集城区	一般城区	郊区	乡村
阴影衰落标准差（dB）	10	10	8	7
路损指数	3.5	3.5	3.5	3.5
面积覆盖概率	0.95	0.95	0.90	0.88
边缘覆盖率	0.88	0.88	0.75	0.69
阴影衰落余量	11.6	11.6	5.4	3.5

需要注意的是，由于多小区连续覆盖，室外用户终端在多小区间切换，为阴影衰落余量带来一定的增益。所以实际的室外用户阴影衰落余量值为面积覆盖率、路损指数和阴影衰落标准差计算出来的阴影衰落余量减去切换对抗慢衰落的增益值。

12.2.2 上行链路预算

上行链路是指终端发、基站收的通信链路。上行链路预算是指在满足业务需求的前提下所计算出的最大允许路径损耗，其计算方法如下[1]：

终端发射机EIRP = 终端最大发射功率＋终端天线增益－终端馈线损耗

接收机灵敏度 = 接收机背景噪声＋基站接收所需的E_b/N_0＋接收机噪声系数－处理增益

最大路径损耗（上行） = 终端发射机EIRP－接收机灵敏度＋加权增益－加权损耗－余量

其中，EIRP（Effective Isotropic Radiated Power）为有效各向同性辐射功率，各种参数计算如下：

加权增益=基站天线增益＋赋形增益＋切换增益

加权损耗=人体损耗＋基站馈线损耗＋穿透损耗

余量=干扰余量＋功控余量＋阴影衰落余量

接收机背景噪声=玻尔兹曼常量×华氏温度×带宽（kTB）

根据以上参数，计算上行链路的最大允许损耗，由最大允许损耗和传播模型推导出单基站覆盖范围。表12-5是密集市区不同业务上行链路的预算表。

表 12-5 不同业务链路预算表

数据速率	AMR12.2	CS64	PS64	PS128	PS384
系统参数					
频率（MHz）	2010	2010	2010	2010	2010
带宽（MHz）	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6
热噪声密度（dBm/Hz）	−174	−174	−174	−174	−174
接收机背景噪声（dBm）	−111.96	−111.96	−111.96	−111.96	−111.96
终端参数					
终端最大发射功率（dBm）	24	24	24	24	24
终端发射天线增益（dBi）	0	0	0	0	0
终端馈缆损耗（dB）	0	0	0	0	0
终端发射机 EIRP（dBm）	24	24	24	24	24
基站参数					
噪声系数（dB）	5	5	5	5	5
要求的 E_b/N_0（dB）	7.5	7.5	6	6	6
处理增益（dB）	11.80	2.77	2.77	2.77	2.77
基站接收机灵敏度（dBm）	−111.26	−102.23	−103.73	−103.73	−103.73
基站接收天线增益（dBi）	15	15	15	15	15
赋形增益（dB）	7	7	7	7	7
馈线和接头损耗（dB）	1	1	1	1	1
干扰余量（dB）	2	2	2	2	2
功控余量（dB）	1	1	1	1	1
其他参数					
人体损耗（dB）	3	0	0	0	0
切换增益（dB）	0	0	0	0	0
阴影衰落标准差（dB）	8	8	8	8	8
阴影衰落余量（dB）	11.6	11.6	11.6	11.6	11.6
路径损耗					
建筑物穿透损耗（dB）	20	20	20	20	20
最大允许路径损耗（dB）	118.46	112.43	113.93	113.93	113.93

12.2.3 下行链路预算

下行最大允许路径损耗计算方法如下：

基站发射机EIRP = 基站单码道发射功率－基站馈线损耗＋基站发射天线增益＋赋形增益+阵列增益

接收机灵敏度 = 接收机背景噪声＋终端接收所需的$E_b/(I_0+N_0)$＋接收机噪声系数－处理增益

最大路径损耗（下行） = 基站发射机EIRP－接收机灵敏度＋各种增益－各种损耗－余量

其中，参数计算如下：

各种增益 = 终端天线增益＋切换增益

各种损耗 = 人体损耗＋终端馈线损耗＋穿透损耗

余量 = 干扰余量＋功控余量＋阴影衰落余量

接收机背景噪声 = 玻尔兹曼常量×华氏温度×带宽（kTB）

根据以上参数，计算下行链路的最大允许损耗，由最大允许损耗和传播模型推导出单基站覆盖范围。表12-6是密集市区不同业务下行链路的预算表。

表 12-6 下行链路预算表

数据速率	AMR12.2	CS64	PS64	PS128	PS384
系统参数					
频率（MHz）	2010	2010	2010	2010	2010
带宽（MHz）	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6
热噪声密度（dBm/Hz）	−174	−174	−174	−174	−174
接收机背景噪声（dBm）	−111.96	−111.96	−111.96	−111.96	−111.96
基站参数					
单天线最大发射功率（dBm）	25	25	25	25	25
基站单码道发射功率（dBm）	19	22	22	22	25
发射天线数（个）	8	8	8	8	8
阵列增益（dB）	9	9	9	9	9
用户多天线最大发射功率（dBm）	28	31	31	31	34
基站发射天线增益（dBi）	15	15	15	15	15
赋形增益（dB）	7	7	7	7	7
馈线和接头损耗损耗（dB）	1	1	1	1	1
基站 EIRP（dBm）	49	52	52	52	55
终端参数					
噪声系数（dB）	7	7	7	7	7
要求的 $E_b/(I_0+N_0)$（dB）	7.5	9.5	7.2	6.8	6.8
处理增益（dB）	11.80	11.80	11.80	11.80	−0.24
终端接收机灵敏度（dBm）	−109.26	−107.26	−109.56	−109.96	−97.92
终端接收天线增益（dBi）	0	0	0	0	0
馈线和接头损耗（dB）	0	0	0	0	0
干扰余量（dB）	2	2	2	2	2
功控余量（dB）	1	1	1	1	1
其他参数					
人体损耗（dB）	3	0	0	0	0
切换增益（dB）	0	0	0	0	0
阴影衰落标准差（dB）	8	8	8	8	8
阴影衰落余量（dB）	11.6	11.6	11.6	11.6	11.6
路径损耗					
建筑物穿透损耗（dB）	20	20	20	20	20
最大允许路径损耗（dB）	120.46	124.46	126.76	127.16	118.12

12.2.4 传播模型选择

在所有的通信传播环境中，无线通信系统是最恶劣的，也是最复杂的，除了自由空间的路径损耗以外，还要受到慢衰落和多径传播的影响，从而造成空间选择性衰落、时间选择性衰落

和频率选择性衰落等，使上下行的接收信号质量大大劣化。因此，在无线网络设计中，传播模型的选择是进行覆盖规模估算和仿真的基础。

我国为TD-SCDMA系统分配了1880～1920 MHz，2010～2025 MHz、2300～2400 MHz共155 MHz的频段。在TD-SCDMA链路预算中，通常采用COST231-Hata模型来计算小区覆盖半径。

COST231-Hata模型是Hata模型的扩展版本，其各项参数如下。

（1）应用频率：1.5～2.0 GHz。

（2）小区半径：大于1 km的宏蜂窝系统。

（3）发射天线有效高度：30～200 m。

（4）接收天线有效高度：1～10 m。

路径损耗计算的经验公式为：

$$\begin{aligned} L = 46.3 + 33.9\lg f_c - 13.82\lg h_{te} - \alpha(h_{re}) + \\ (44.9 - 6.55\lg h_{te})\lg d + c_{cell} + c_{terrain} + c_M \end{aligned} \tag{12-5}$$

其中 f_c 为工作频率（单位 MHz），h_{te} 为基站天线有效高度，h_{re} 为移动台天线有效高度，d 为基站天线和移动台天线之间的水平距离，$c_{terrain}$ 是地形校正因子。

$\alpha(h_{re})$ 为有效天线修正因子，是覆盖区大小的函数：

$$\alpha(h_{re}) = \begin{cases} (1.11\lg f_c - 0.7)h_{re} - (1.56\lg f_c - 0.8) & \text{中小城市} \\ 8.29(\lg 1.54 h_{re})^2 - 1.1(f_c \leqslant 300\,\text{MHz}) & \\ 3.2(\lg 11.75 h_{re})^2 - 4.79(f_c \geqslant 300\,\text{MHz}) & \text{大城市、郊区、乡村} \end{cases} \tag{12-6}$$

c_{cell} 为小区类型校正因子：

$$c_{cell} = \begin{cases} 0 & \text{城市} \\ -2\left[\lg(f_c/28)\right]^2 - 5.4 & \text{郊区} \\ -4.78(\lg f_c)^2 + 18.33\lg f_c - 40.98 & \text{乡村} \end{cases} \tag{12-7}$$

c_M 为大城市中心校正因子：

$$c_M = \begin{cases} 0 & \text{中等城市和郊区} \\ 3\,\text{dB} & \text{大城市中心} \end{cases} \tag{12-8}$$

12.2.5 链路平衡

在 TD-SCDMA 系统中，覆盖分析需要考虑多方面的因素，包括业务间覆盖是否平衡、上下行覆盖是否平衡、公共信道与业务信道的覆盖是否平衡、链路预算参数的组合优化等。在做覆盖分析的时候，必须注意到这些因素在不同环境中的影响程度。此外，链路预算还与厂家设备有关，需要结合设备提供商的具体产品来确定主要参数，从而提高链路估算的精确程度。

1. 业务需求

运营商对不同业务有不同的覆盖目标区域和覆盖率要求，致使不同业务的覆盖范围不一样。在 3G 网络规划中，应该分别计算每种业务的最大允许链路损耗，最终取链路损耗要求最严格的目标业务为标准进行规划。

2. 上行和下行

对于任何一种无线移动通信系统来说，覆盖平衡都是一个非常重要的问题，任何一种覆盖

失衡现象都会给系统的覆盖性能带来一定的负面影响。当下行链路太强而上行链路太弱时，对于处于切换状态的终端而言，导频信道的强度指示终端进行越区切换，但是终端的上行发射功率不足以维持上行链路的功率要求，很容易导致掉话。另一方面，若下行链路太弱而上行链路太强，在小区交界处，虽然终端有足够的发射功率与两个基站同时通信，但是下行链路的信号太弱，终端很容易失去与任一基站的联系，因此要求上下行链路达到均衡。均衡的系统可以使切换平滑并且降低干扰。

在 3G 网络中，下行链路的部分参数和小区内在线移动终端的位置、速度、多径环境有关，因此下行链路的分析十分复杂，其预算结果仅有参考作用。由于上下行的业务需求不对称以及功率控制和无线资源管理等原因，3G 网络的上下行链路处于动态平衡中，因此不能强求链路预算绝对的平衡，一定要结合具体场景分析网络链路受限的具体方向和因素。一般而言，3G 网络的容量受限于下行，而覆盖受限于上行，但这并不是绝对的，要具体情况具体分析。

3. 公共信道与业务信道

在 TD-SCDMA 系统中，公共信道与业务信道是分开的。TD-SCDMA 系统绝大部分公共信道与专用信道采用时分方式隔离，DwPCH 在 DwPTS 中，BCH 信道映射到主公共控制物理信道（P-CCPCH1 和 P-CCPCH2），P-CCPCH 以扩频因子 16 映射到时隙 TS0 的前两个码道，PCH 和 FACH 可以映射到一个或多个辅助公共控制物理信道（S-CCPCH），S-CCPCH 可以在 TS0 中与 P-CCPCH 分配不同的码道，也可以在同一码道上进行时分复用，也可以将它分配到其他任一个下行时隙上，DPCH 分布在 TS1~TS6 中。这样，部分公共信道的发射功率与专用信道的发射功率相对独立，而同时时分技术将用户分配到不同的时隙上。TD-SCDMA 设备在系统集成时已经考虑了公共信道与业务信道的差异，公共信道的单天线最大发射功率也是可调的，基本可以实现公共信道和业务信道的平衡。

4. 链路预算参数的组合优化

在链路预算表中，各项参数看起来是等价、线性、可以相互替换的。其实不然，链路预算没有精确反映各项参数对网络覆盖的影响，弱化了每个参数的个性，强调了每个参数的共性，从而可以进行数学运算，完成链路损耗估计。因此在总体链路预算的基础上，要认真分析链路预算中的每个参数的性质和作用，对各项参数进行优化组合。首先，各项参数所发挥作用的对象是不同的，例如快衰落余量主要针对静止或慢速移动的终端，对快速移动的终端不起作用，因此在高速公路覆盖中，可以不考虑此项参数。其次，各项参数所发挥作用的性质是不同的，一些参数是对抗慢衰落的，另一些参数是对抗快衰落的。例如通过增加发射功率来对抗快衰落是无效的，只能通过分集手段来对抗快衰落，而且调整各项参数的实施成本也不同。例如，同样的 3dB 上行增益，既可以通过增加发射功率来获取，也可以通过减小馈线损耗来获取，但其付出的成本是不一样的。最后，各项参数调整所获得的收益也是不同的，例如在一些场合下发射机增加 3dB 的效果远好于天线增益增加 3dB。

链路预算中的各项参数的应用场景、作用性质、实施成本和获得收益是不同的。链路预算参数组合优化是选择合适的技术手段组合来调整链路预算参数，在满足覆盖要求的同时降低网络建设成本。

12.2.6 基站覆盖能力分析

链路预算可以获得基站最大允许路径损耗。基站覆盖能力除了与设备（最大允许路径损耗）相关之外，还与基站工程参数、无线传播环境等相关。电波在传播过程中的衰减是根据电波传播模型计算得到的。传播模型有很多种，并且不同的传播模型适用于不同的传播环境。在实际

工程中，还需要根据不同地区的测试结果对传播模型进行修正。

针对不同的无线传播模型，根据不同的基站高度和周围具体的建筑物情况，得到不同环境下的覆盖典型半径，如表 12-7 所示。

12-7 不同环境和速率下的最大上行链路表

上行链路预算		密集市区	一般市区	郊区	农村、道路
覆盖要求 基站小区配置		室内 三扇区	室内 三扇区	室内 三扇区	车内 三扇区
基站挂高（m）		35		50	
最大允许路径损耗（dB）	话音 12.2 kbit/s	118.46	126.96	135.26	144.26
	CS 64 kbit/s	112.43	120.93	129.23	138.23
	PS 64 kbit/s	113.93	122.43	130.73	139.73
	PS 128 kbit/s	113.93	122.43	130.73	139.73
	PS 384 kbit/s	113.93	122.43	130.73	139.73
传播模型	K1	−21.37	−24.37	−25.34	−16.27
	K2	−39	−37	−34	−30
最大覆盖半径（km）	话音 12.2 kbit/s	0.31	0.59	1.71	18.46
	CS 64 kbit/s	0.22	0.41	1.14	11.62
	PS 64 kbit/s	0.24	0.45	1.26	13.04
	PS 128 kbit/s	0.24	0.45	1.26	13.04
	PS 384 kbit/s	0.24	0.45	1.26	13.04

对不同的地区来说，每个地区的无线环境情况都会存在差别，包括建筑物的密集程度、建筑物的材质甚至是环境的背景噪声等都不相同，所以链路预算的结果只能提供粗略的路径损耗值，但在实际的工程设计中，这些结果具有重要的参考借鉴作用。如果要比较准确地反映无线环境对无线信号的影响，就要在特定站点设置模拟信号源，通过对模拟信号的发射接收，得到比较准确的小区覆盖半径。

12.3 TD-SCDMA 容量规划

容量问题是移动通信系统永恒的话题。作为衡量移动通信网络性能的重要指标之一，容量规划在无线网络规划和建设中具有十分重要的作用。

容量是指在满足一定通信质量要求时，单小区最多能同时容纳的用户数。极限容量是理论上满足特定质量要求的最大容量。对系统容量的评估需要针对具体的网络应用业务进行，计算出上行或下行每小区、每载频业务的理论容量上限，根据此值估计出小区可以支持的用户数。

12.3.1 概述

在TDMA和FDMA系统中，容量受带宽限制，资源的多寡决定容量的大小，在资源给定的情况下系统容量是确定的，多余的用户将被系统拒绝接入。在CDMA系统中，容量受覆盖范围和干扰的限制，用户数越多，用户间的干扰越大，只有当载干比不足以提供所要求的服务质量时，系统才考虑拒绝用户，使得CDMA系统中的容量是“软容量”，任何能够消除或降低干扰的方法都会直接或间接地转化为容量的提高。

TD-SCDMA系统是以上3种多址方式的综合。再加上使用以此为基础的智能天线、联合检测等干扰消除技术，TD-SCDMA系统在一定程度上呈现出“硬容量”的特点。

另外，TD-SCDMA系统由于采用了很多能够有效规避干扰的容量增强技术，在容量方面与其他系统相比存在较大差异。

12.3.2 TD-SCDMA系统容量的特点

TD-SCDMA系统的容量和各种业务的频谱利用率均优于FDD系统，体现出许多新的特点[5]。

（1）各种业务基本同半径覆盖。

（2）小区呼吸效应在某些条件下虽然依然存在，但已经不再是TD-SCDMA系统的显著特点。

（3）各种并发用户数和统计意义上的用户数的计算相对方便。

（4）与软切换不同，接力切换没有宏分集，切换比较容易控制。

（5）对于TD-SCDMA系统不能单纯讲上行或下行容量受限，与时隙比例和最大发射功率有关。

（6）多种干扰抑制技术的采用，使TD-SCDMA系统中的容量受限呈现出多样性（即功率受限、码资源受限和干扰受限），应结合具体情况加以分析。

12.3.3 容量规划

1. 基本原则

（1）应结合TD-SCDMA系统容量的特点，制定网络规划策略和网络预规划。

（2）TD-SCDMA系统的容量在密集城区和复杂环境中会表现为干扰受限，在一般城区、郊区、农村等环境和区域中表现为资源受限（即硬容量）。鉴于该特点，TD-SCDMA系统容量规划应该针对不同的环境区别对待。对于密集城区等复杂环境，容量规划和WCDMA系统类似，覆盖和容量存在互换关系，即覆盖是在一定负载要求下的覆盖，容量是一定覆盖条件下的容量，两者相互影响和制约，在一定程度上相互转化。覆盖的增加意味着容量的降低，在一定范围中降低业务质量，可以降低平均每用户的下行发射功率，获得一定的容量增益。控制干扰是该区域TD-SCDMA系统容量规划设计的关键。对于一般环境，TD-SCDMA系统主要表现为资源受限，容量规划相对简单，解决容量受限的主要方法应该是小区分裂或者多载频方法。另外，正确业务预测条件下的合理的时隙规划方案也是该区域容量规划的重要方法。

（3）TD-SCDMA系统是一个承载话音和数据多业务并存的系统。由于CS业务和PS业务对资源的占有特性、业务量、占用资源以及QoS要求均不同，因此容量规划较为复杂，对小区容量的估算不能简单沿用纯话音网络中对小区容量的估算方法。原有用于单一业务规划的方法不再适用。

（4）进行时隙规划时，应该根据规划区域的业务分布特点，综合考虑同一切换点规划和不同切换点规划以及交叉时隙干扰之间的关系，制定合理的时隙规划策略。

（5）应综合考虑网络的容量、覆盖、投资、功率、天线阵元数和业务等，致力于打造精品网络。

2. 估算方法

当前业界关于混合话音业务容量的估算分析方法有等效爱尔兰法、后爱尔兰法、坎贝尔法和随机背包算法等。

首先介绍一个公式：Erlang-B公式。

假设用户数量无限大，同时假设每一个请求服务的用户没有建立时间，如果有空闲信道就立即进入，如果已没有空闲信道就呼叫阻塞，拒绝接入，以后再试。这样的系统叫做阻塞呼叫清除系统。这种系统是最简化的中继系统，Erlang-B表也就是在这种系统下得到的。

基于这两点假设可以认为：用户的呼叫到达服从泊松分布，在某一时刻同时有k个用户通话的概率为：

$$p_k = \frac{(\lambda/\mu)^k / k!}{\sum_{i=0}^{N}(\lambda/\mu)^i / i!} \tag{12-9}$$

其中λ为单位时间内平均到达的呼叫次数，$\mu=1/T$，而T为呼叫平均持续时长，N为提供的信道数。当所有的信道都被占用的时候，认为系统阻塞，而所有的信道都被占用的概率（阻塞率B）为：

$$B = p_N = \frac{(\lambda/\mu)^N / N!}{\sum_{i=0}^{N}(\lambda/\mu)^i / i!} \tag{12-10}$$

这就是Erlang-B公式。定义$A=\lambda/\mu=\lambda T$表示平均的话务量，需要注意的是，在这里λ是平均到达率，它没有区分到达的用户是被服务还是被拒绝，所以Erlang-B公式计算出来的话务量$A=\lambda/\mu$也包括两部分：被服务的用户呼叫的话务量和被阻塞的用户呼叫的话务量。被服务的用户呼叫的话务量是实际的话务量，而被阻塞的用户是不产生实际话务量的。所以，可以把A叫做有需求的话务量。计算中事先已经求出了每次用户呼叫的平均持续时长T，即每次用户呼叫的平均话务量，再把被阻塞的用户呼叫折算成话务量。

因此，当阻塞率比较大时，话务量就有可能大于提供的信道数。实际的话务量（被服务的用户呼叫产生的话务量）可以用下式计算：

$$A' = E\{k\} = \sum_{k=0}^{N} kp_k = \frac{\sum_{k=0}^{N} k\frac{A^k}{k!}}{\sum_{i=0}^{N}\frac{A^i}{i!}} = \frac{A\sum_{k=0}^{N-1}\frac{A^k}{k!}}{\sum_{i=0}^{N}\frac{A^i}{i!}} = A(1-B) \tag{12-11}$$

A'为N条信道实际提供的话务量，它永远不可能大于信道数N。而被阻塞的用户呼叫折算的话务量是AB[3]。

根据服务等级的不同，不同信道数目和其提供的Erl容量有一一对应关系，这就是Erlang-B表。

传统的爱尔兰公式针对的是话音业务，是持续占据信道，而数据业务是统计复用占用信道。TD-SCDMA网络承载着CS业务和PS业务，是一个语音和数据业务并存的系统。由于CS业务和PS业务对无线资源的占有特性、消耗资源以及QoS的要求有很大的不同，因此容量规划较为复杂，对于容量估算不能简单地沿用纯语音网络的容量估算方法。此时的爱尔兰公式不再适应。下面介绍几种适合混合业务的容量计算方法。

- 等效爱尔兰法

等效爱尔兰法就是将一种业务等效成另一种业务，然后计算总的业务量（Erl）。

等效爱尔兰法用一个统一的业务信道表示对网络资源的需求，简化了多种业务情况下的业务模型。等效爱尔兰法存在的主要缺陷是，用不同的业务作为标准，得到的资源需求会不一致，满足同样QoS条件下的网络容量需求也不一致。

- 后爱尔兰法

后爱尔兰法是指分别计算满足各种业务要求容量所需的信道数，再等效相加，得到满足混合业务容量的信道数。

此法把各个业务所需信道进行简单的累计相加，忽略了各种业务信道之间的相关性。而在现有网络设备中，所有的信道资源被各种业务所共享，后爱尔兰法经过多次爱尔兰信道转换，过高地估计了业务需要的信道数，从而产生了冗余。

- 坎贝尔法

坎贝尔法是将所有业务按一定原则等效成一种虚拟业务，并计算此虚拟业务的总话务量

(Erl)，然后计算满足此话务量所需的虚拟信道数，进而折算出满足网络容量的实际信道数。该方法在本质上将不同业务对系统负荷产生的影响等效为多个话音信道对负荷产生的影响，计算出混合业务条件下小区的复合信道数，并在此基础上进行容量规模估算。

坎贝尔法计算公式如下：

$$m=\sum_i A_i \times E_i \tag{12-12a}$$

$$v=\sum_i A_i^2 \times E_i \tag{12-12b}$$

$$A_x=\frac{v}{m} \tag{12-12c}$$

$$E_x=\frac{m}{A_x} \tag{12-12d}$$

其中，m表示混合业务的业务量均值；v表示混合业务的业务量方差；A_i表示第i种业务的单用户负荷；E_i表示第i种业务的话务量；A_x表示虚拟业务的单用户负荷；E_x表示单用户的虚拟话务量。

坎贝尔法综合考虑了各种业务量的大小以及该业务占用信道资源的大小，计算精确程度比较高。但当PS业务占优时，该方法估算结果会有一定的不确定性。

- 随机背包算法

TD-SCDMA系统是一个时分系统，每个时隙上可承载的用户数较少（最多为8个语音用户），同时采用了智能天线和联合检测等新技术，有效地降低了干扰给系统带来的影响，呼吸效应很弱。所以，TD-SCDMA不再是一个单纯的干扰受限系统。在容量估算时，下行为基站发射功率受限的情况可以归并到链路预算的覆盖受限情况，上行仍可以按照码道受限进行估算。随机背包算法正是基于此提出来的。

假设网络中共有k种不同大小的包（业务类型），系统支持的最大信道数为C（容量）。对于第i类的包，大小为b_i（单业务占用信道数量），话务量为$\lambda_i/\mu_i=\rho_i$（i=1,2,⋯,k）。在占用时间结束后，容量为b_i的空间就会被释放。占用持续时间是互相独立的，与到达过程无关。如果用n_i表示第i类包的个数，那么背包中被占用的空间为$b_i \cdot n_i$（i=1,2,⋯,k）。当有足够的空间时，背包总是允许新到达的包进入。由于各业务总的容量不能超过容量C，所以对于第j类包，只要$b_j \cdot n_j \leqslant C-\sum b_i \cdot n_i$（$i$=1,2,⋯,k），$i \neq j$ 就会允许其进入，否则就阻塞这个包。

随机背包算法公式如下所示：

$$P_{B,k}=\frac{\sum\limits_{c=C-b_k+1}^{C} G(c)}{\sum\limits_{c=0}^{C} G(c)} \tag{12-13}$$

其中，$P_{B,k}$是第k类包被阻塞的概率，$G(c)$是系统容量为c时的概率，分母表示状态空间中所有点的概率和，分子表示会产生阻塞的点的概率和，两者相除就得到归一化的阻塞概率。阻塞率是随机背包算法性能的关键度量，因为大包比小包需要更多的空间，因此它们有更大的阻塞率。

随机背包算法可以分析不同业务的服务等级（GoS，Grade of Service），该方法不是在各种业务之间进行折算，业务的复用以科学的排队过程为依据，能提高信道效率并满足QoS要求。

但该算法在各种业务已经混合的状态下分别计算各业务的阻塞率，故计算量巨大，对PS业务的非实时性的特点体现不够明显，主要体现在业务时延和误码率方面。

3. 规划建议

对于未来的TD-SCDMA无线网络规划，根据其特点和无线网络规划实践提出以下建议。

（1）由于TD-SCDMA系统小区呼吸效应不明显，初期建网就应该考虑高速数据业务（建议128 kbit/s以上）的连续覆盖，并满足相应的容量需求，体现TD-SCDMA技术组网的优势。

（2）TD-SCDMA系统应在前期规划。由于组网经验不足，考虑到扩容的需求，应充分利用已有的频率资源，在干扰比较严重的区域考虑异频组网，从而达到比较高的网络性能。

（3）前期组网时就应该将室内容量和覆盖情况放在重要位置，利用室内分布系统解决室内容量和覆盖问题的比例应该高于2G系统。

（4）由于是前期组网（特别是在广大的农村和城市郊区），容量很小，所以应该考虑诸如减小智能天线的阵子数量等节约投资的方法。

4. 话务问题

现网话务统计资料是进行无线网络规划的第一手资料，对于网络业务预测和系统容量规划具有重要的借鉴意义。可以利用的现网（包括G网、C网、PHS网、GPRS网等）的话务量分布数据一般在网络设计前通过运营商的网管单位获得。现网话务量生成的话务密度图是常用的话务分析依据，其分布在一定程度上能够反映在建网络将来的话务和容量分布。话务密度图的准确与否决定了目标负荷因子与未来实际话务需求的匹配关系。

TD-SCDMA系统中开展的业务具有多样性，话音和数据业务并存，话务密度图的生成较为复杂，需要借助于TD-SCDMA规划软件，且应注意以下问题。

（1）话音、数据业务密度图分别生成。

（2）数据业务密度图中要依据不同的承载速率生成各自相应的业务密度图。

（3）依据话务的目标区域分类必须受多张密度图的约束。

5. 扩容方式

由于TD-SCDMA系统的容量受限呈现出多样性，因此扩容方式应根据受限情况区别对待。

- 干扰受限情况

干扰受限一般发生在密集城区等复杂环境的区域，该类区域站点很密，一般间隔不足400 m，加载或扩频均有其局限性。对于TD-SCDMA系统应首先考虑合理的网络优化方法。

（1）动态信道分配（DCA，Dynamic Channel Allocation）算法对TD-SCDMA系统容量有重要影响，DCA策略和无线资源管理参数的调整应该是网络优化中提高容量的重要方式。

（2）可以根据不同小区的业务特点进行时隙比例的调整，同时应该注意交叉时隙带来的干扰，二者应该综合考虑。

如果采用网络优化方法后仍不能解决问题，可采用加载或加站方式扩容，但应依据以下原则综合考虑。

（1）对于TD-SCDMA网络运营商而言，其频率资源相对于其他运营商具有一定的优势，但仍然比较宝贵，TD-SCDMA系统不可能通过使用大量的载波来满足容量的需求，仍应慎重采用加载方式扩容。

（2）从投资角度讲，加站只需要有限的资金投入，而加载所需要的无形资产更重要。

（3）从系统后期运行维护和优化的角度看，加站导致的工程量和优化难度比较大。

（4）从覆盖、容量和服务质量角度考虑，加载扩容优势明显；从建设精品网络的角度出发，特殊区域应该考虑采用多载频方式。

- 资源受限情况

资源受限的情况主要发生在一般城区和一些话务量中等或偏高的旅游区域，解决该类区域容量受限的方式比较简单。首先结合业务特点采用合适、合理的时隙比例，如果容量仍然受限，应该根据站址情况综合考虑采用加信道板、加站或加载。

12.3.4 覆盖与容量的关系

传统的CDMA系统的覆盖和容量密切相关，相互影响，存在覆盖和容量的契合点，表现形式就是小区呼吸效应。在链路预算中，小区呼吸效应体现为当小区用户数增多时，负载增大，相应的干扰余量增大，因此小区允许的最大路损减小，覆盖范围收缩。区分用户的复合码的非正交性使得每个用户信号对于其他用户信号而言就成为噪声（干扰）。为了接入一个呼叫，移动台的功率必须大到足以克服带宽内其他移动台的噪声。

总之，TD-SCDMA网络在建设初期就应选择好骨干站点，后期再根据不同的环境和话务需求，选择合适的扩容方式和容量解决方案。

12.4 小区规划

在 TD-SCDMA 网络的规划中，无线小区的规划是网络规划中的重中之重。在进行无线小区规划中，根据 TD-SCDMA 系统的特点必须考虑基站组网、频率、时隙、码道等的规划问题。

基站规划，就是在进行完链路预算和容量规划之后，为了满足覆盖和容量需求，通常取基站数目较大者作为实际所需的基站个数。有时候在覆盖受限或容量受限严重的情况下，容量或者覆盖可能存在较大冗余，造成浪费。因此基站规划应使覆盖规划和容量规划实现最佳平衡。

空中的频率是移动通信中非常宝贵且十分有限的资源。我们考虑频率规划的时候，既要考虑频谱利用率的问题，又要根据 TD-SCDMA 系统同频干扰等特点考虑可实现性。

TD-SCDMA 系统支持灵活设置上下行时隙转换点，以适应不同业务上下行流量的不对称性。合理配置上下行时隙转换点也是提高系统频谱利用率的有效手段。

由于 TD-SCDMA 系统的特点之一是资源受限，因此对有限的码资源的合理分配是规划的重要内容。

12.4.1 基站规划

1. 规划流程

TD-SCDMA 系统无线网络规划中基站规划的一般流程如图 12-2 所示。

2. 估算步骤

基站数量估算具体步骤[1]如下。

（1）确定网络负荷。根据设备性能和网络建设策略，确定链路负荷，即预留多少干扰余量。通过链路仿真和试验网测试，可以得到链路负荷与码道规划之间的对应关系。

（2）确定规划参数。在给定网络规划条件下，确定规划主要参数。

（3）按覆盖估算。根据基站覆盖范围 R，计算满足覆盖要求的最少基站数量。按照基站类型可以分为全向站和定向站。定向站主要为三扇区基站。下面对全向站和三扇区基站分别计算单基站能够覆盖的面积。全向站的蜂窝结构示意图如图 12-3 所示，其中，R 为基站最大覆盖半径，D 为基站平均站间距。已知基站最大覆盖半径 R，可以得到单基站覆盖面积 S 为：

$$S = 3\sqrt{3}R^2 / 2 \tag{12-14}$$

前期需求分析

初步设定不同区域内设备负载和载波类型

链路预算

容量规划

某区域内满足覆盖的基站数 N_1

某区域内满足容量的基站数 N_2

N_1 与 N_2 比较

否

$N_1 << N_2$

否

是

负载达到设备极限值?

否

是

是

对大容量需求区域增加载频

增加负载

减小负载

某区域内基站数 $N=\max(N_1, N_2)$

整个区域内基站规模

图 12-2 基站规划的一般流程

三扇区定向站（三叶草）蜂窝结构示意图如图 12-4 所示。基站在小区边缘顶点上。已知基站最大覆盖半径 R，得到单基站覆盖面积 S 为：

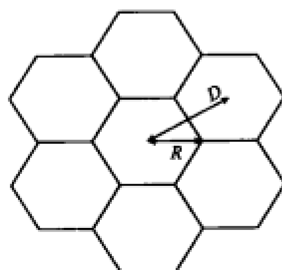


图 12-3 全向站蜂窝结构

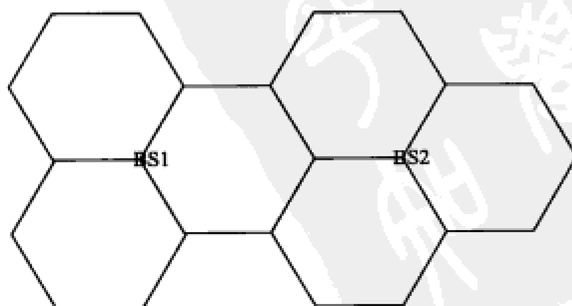


图 12-4 三扇区定向站（三叶草）蜂窝结构

$$S = 9\sqrt{3}R^2/8 \tag{12-15}$$

三叶草蜂窝结构在市区使用得比较普遍。

三扇区定向站（六边形）蜂窝结构示意图如图 12-5 所示。基站在小区中心。已知基站最大覆盖半径 R，得到单基站覆盖面积 S 为：

$$S = 3\sqrt{3}R^2/2 \tag{12-16}$$

六边形蜂窝结构在乡镇农村使用得比较普遍。

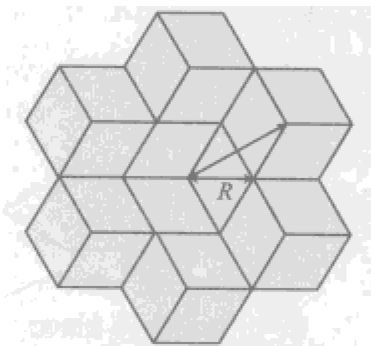


图 12-5 三扇区定向站（六边形）蜂窝结构

（4）按容量估算。根据基站容量估算，计算满足容量要求的最小基站数量。表 12-8 展示了各种基站类型的话务容量。

表 12-8 各种基站类型的话务容量

基站类型	扇区数	载频数	话音信道（Erl）	可视电话（Erl）	下行数据吞吐率（kbit/s）
全向	1	1	A_i	VP_i	Dat_i
定向	3	1	$3\times A_i$	$3\times VP_i$	$3\times Dat_i$
定向	3	2	$6\times A_i$	$6\times VP_i$	$6\times Dat_i$
定向	3	3	$9\times A_i$	$9\times VP_i$	$9\times Dat_i$

注：A_i、VP_i、Dat_i（i 分别为密集市区、一般市区、郊区和乡村 4 种区域）都是基站单扇区容量。

（5）确定基站配置。根据每扇区容量，估算典型基站的信道单元配置和其他板卡配置。

（6）基站数量修正。必要时在各个区域内分别修正根据上述步骤获得的基站数量。

基站的具体选择原则参见表12-9[6]。

表 12-9 基站的具体选择原则

基站扇区配置	适用原则	典型使用区域
全向站	针对地形较为平坦、话务量较低的区域	农村、草原地带
单扇区/两扇区	针对有明确覆盖需求或话务量集中的区域	高速公路、室内覆盖等
三扇区	针对话务量比较集中的区域	市区、密集市区等繁华地带
射频拉远模块	针对机房资源紧张或者热点地区不方便建机房的地带	话务热点地区，市中心重点广场
微蜂窝	针对话务稀少地区的覆盖补充或者热点地区补盲点	农村
OTSR	针对话务比较分散，需要大面积覆盖，以后可以平滑升级到宏蜂窝	郊区，有发展潜力的城区

（续）

基站扇区配置	适用原则	典型使用区域
智能天线	可以在不增加频率资源的前提下，提高系统容量和通信质量，可以提供灵活的小区覆盖形状，可以增大小区覆盖面积，不增加系统切换，能大幅提高容量，覆盖比较灵活，增加覆盖范围	一般用于解决一个城市地区的总体容量问题
分层网	能提高系统容量，增加了层间切换，能解决城市三维空间的覆盖问题	一般用于解决一个城市地区的总体容量问题
直放站	支持多频段、多系统，不增加切换，不增加容量，能解决一些特殊的覆盖问题	隧道、地铁、建筑物走廊等
分布式天线	针对信号均匀、覆盖面积广、施工快捷，不增加切换，不增加容量，能解决一些特殊的覆盖问题	大型商场、高层建筑、宾馆、大型公司

12.4.2 组网规划

网络的组网方式有链型组网、星型组网、环型组网和混合组网等。根据不同的地方环境和站址的选择要求，可以选择一种或几种组网方式。需要根据地理环境、业务覆盖要求等因素来具体决定。

链型组网方式是指一个 RNC（无线网络控制器）连接多台 Node B。该种组网方式适用于呈带状分布的、用户密度较小的地区，如铁路、公路沿线。这种方式可以节省大量的传输设备，但是其信号经过的环节多，线路的可靠性相对较差。

星型组网是指 RNC 和每个 Node B 相连。这种方式组网简单，维护方便，信号经过的环节少，线路可靠性较高。

环型组网是指两套互为备用的链路，环中的每个节点都有两个上级节点，提高了链路的可靠性。这种组网方式的优势在于，如果一个站点损坏或一条链路失效，其下级节点可以选择另一条链路做主用。

混合组网方式就是上面几种组网方式的组合，是实际中一般运用的方式。

12.4.3 频率规划

1. 频率配置概述

根据 ITU 的规定，TD-SCDMA 使用 2010.8～2024 MHz 范围的频率，信道号为 10054～10125，可以支持 9 个频点。频带中心频率与频点号对应关系见表 12-10。

表 12-10 频带中心频率与频点号对应关系

序号	频带中心频率 F（MHz）	信道号	频点简称
1	2010.8	10054	f_1
2	2012.4	10062	f_2
3	2014	10070	f_3
4	2015.8	10079	f_4
5	2017.4	10087	f_5
6	2019	10095	f_6
7	2020.8	10104	f_7
8	2022.4	10112	f_8
9	2024	10120	f_9

TD-SCDMA 系统采用的载波带宽为 1.6 MHz，因此 TD-SCDMA 的可用载波较为丰富。在实际组网中，由于容量的需求，有必要对一个基站的扇区配置多个载波。按照多个频点相互之

间的关系，多载波技术可以分为单频点和 N 频点两种方式。下面仅介绍 N 频点组网方式。

2. N 频点同频组网

N 频点小区指同一个扇区的 N 个载频同属于一个逻辑小区，其中一个载频为主载波，其余 $(N-1)$，个载频为辅载波。N 频点小区技术为 CCSA TD-SCDMA 行业标准中提出的 TD-SCDMA 改进技术，对于提高网络性能和容量意义重大。

一个 N 频点小区可配置多个载频，仅在其中的一个载频上发送 DwPTS 和广播信息，即只在主载频上发送 DwPTS 和广播信息，其他多个频点共同使用一个广播信道。在同一个小区内，所有载频均可以承载业务码流。图 12-6 所示为 N=3 的 N 频点小区结构。

主载波	TS0	①	②	③	TS1	TS2	TS3	TS4	TS5	TS6
辅载波 1					TS1	TS2	TS3	TS4	TS5	TS6
辅载波 2					TS1	TS2	TS3	TS4	TS5	TS6

注：①为 DwPTS，②为 GP，③为 UpPTS。

图 12-6 N 频点时隙配置（N=3）

N 频点小区的技术特性有以下几点。

（1）对支持 N 频点的小区，承载 P-CCPCH 的载频称为主载频，不承载 P-CCPCH 的载频称为辅载频。对支持 N 频点的小区，有且只有一个主载频。

（2）主载频和辅载频使用相同的扰码和训练序列码。

（3）公共控制信道 DwPCH、P-CCPCH、PICH、S-CCPCH、PRACH 等规定配置在主载频上。对支持多频点的小区，UpPCH、FPACH 通常在主载频上进行发送。UpPCH、FPACH 在辅载频上可以有条件地使用。

（4）单业务多时隙配置限定在同一载频上。

（5）同一用户的上下行配置在同一载频上。

（6）辅载频的 TS0 不使用。

（7）主载频和辅载频的时隙转换点配置相同。

（8）多频点小区同一扇区的多个频点采用一副收发天线，多个频点的业务信道共享天线的发射功率，每个频点可以分别限制最大发射功率。

综上所述，多载波方案（N 频点）在接入网系统得到了实现。在同一覆盖区域内（扇区），若有多个载频存在，从分配到的 N 个频点中确定一个作为主载频，指定为主载波，其余频点划分为辅载频。在同一个扇区内，仅在主载频上发送 DwPTS 和广播信息，多个频点使用一个共同广播。N 频点方案中，公共信道限制在主载频上，减少了公共信道的载频间干扰，提高了系统性能，终端初始搜索准确、快速，系统接入、切换成功率均显著提高。因此 N 频点方案的引入将大大改善系统性能并显著提高频谱利用率 [6]。

12.4.4 时隙规划

在 TD-SCDMA 系统中，可以通过灵活配置每个频点的上行及下行业务时隙的比例来满足不同业务需求的数据传送。因此设置各小区上下行时隙数的比例（即转换点的位置）是时隙规划的主要内容。时隙的比例规划总计有 3 种，如图 12-7 所示，图中 3：3 给出了上、下行业务时隙的对称配置方式，适合于话音业务，其中的 TS1、TS2、TS3 被配置为上行业务时隙，TS4、TS5、TS6 被配置为下行业务时隙，上下行的切换点在 TS3、TS4 之间。

3:3	TS0	①	②	③	TS1	TS2	TS3		TS4	TS5	TS6
2:4	TS0	①	②	③	TS1	TS2		TS3	TS4	TS5	TS6
1:5	TS0	①	②	③	TS1		TS2	TS3	TS4	TS5	TS6

注：①为 DwPTS，②为 GP，③为 UpPTS，阴影部分为切换点位置。

图 12-7 上下行业务时隙配置图

另外，由上图还可以配置成 2：4 和 1：5 两种上下行业务时隙的非对称配置方式。对于 2：4 配置情况，上行业务时隙为 TS1 和 TS2，下行时隙为 TS3、TS4、TS5、TS6，上下行的切换点在 TS2 和 TS3 之间。使用这种时隙配置，下行链路相比于上行链路具有更高的数据传输速率，适用于下行数据量较大的业务，例如多媒体点播等对下行链路数据传输速率具有更高需求的业务。上下行还可以配置成 1：5，这样，上行业务时隙除 TS1 之外，其余业务时隙 TS2~TS6 均被配置为下行业务时隙，时隙的切换点设置在 TS1 与 TS2 之间。

最后特别说明的是，同一小区的不同频点间的上下行的时隙比必须一致。这是多频点共用同一功放造成的。并且在同一小区中，不同频率、不同时隙比配置在空中带来的干扰也会更强。

12.4.5 码规划

1. 码资源

TD-SCDMA系统中主要使用的码有扩频码、扰码、训练序列码和导频码（下行同步码 SYC_DL、上行同步码SYC_UL），每种码在实际的通信过程中有不同的作用。扩频码按照不同的扩频因子对数据进行扩频，为了保证在同一时隙上不同扩频因子的扩频码是正交的，要求扩频码为正交码。训练序列码是扩频突发的训练序列，用来进行信道估计、同步及识别基站。利用下行导频码以及长度为16的扰码区分不同小区，利用信道化码、上行导频码区分不同移动终端。TD-SCDMA系统中所使用的各种码间的对应关系如表12-11所示[7]。

表 12-11 TD-SCDMA 系统中各码字间的对应关系

码组	关联码			
	下行导频码 ID	上行导频码 ID	扰码 ID	基本训练序列码 ID
码组 1	0	0…7	0 1 2 3	0 1 2 3
码组 1	1	8…15	4 5 6 7	4 5 6 7
……	……	……	……	……
码组 1	31	248…255	124 125 126 127	124 125 126 127

TD-SCDMA系统中扩频调制主要分为扩频和加扰两步。首先用扩频码对数据信号扩频，其

扩频因子在1～16之间。第二步操作是加扰码，将扰码加到扩频后的信号中。复合码之间的互相关特性对接收机解调信号有直接影响，为了尽量减小相邻小区所使用的下行同步码和复合码的相关性带来的干扰，有必要深入分析复合码。

复合码由扩频码与扰码逐位相乘得到，复合码长度为 16 chip。当扩频因子 $SF=16$ 时，系统共有 16 个扩频码（OVSF），分别编号为 0～15。当扩频码 1 与扰码 0 相乘时，可以得到相应复合码，复合码运算过程如表 12-12 所示。

表 12-12　复合码运算过程表

码片位	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
扩频码	1	1	1	1	1	1	1	1	−1	−1	−1	−1	−1	−1	−1	−1
扰码	−1	1	−1	−1	−1	1	−1	−1	1	−1	1	1	1	1	−1	−1
复合码	1	−1	1	1	1	−1	1	1	1	−1	1	1	1	1	−1	−1

每个扰码与 16 个扩频码相乘，得到一组复合码。对 128 个扰码生成的复合码进行某种排序，构成一个复合码集。分析复合码集可以发现：128 个扰码生成的复合码中，实际上只有 12 个不同的复合码组合方式，称为复合码集。一个复合码集内由不同扰码生成的复合码是完全一致的，只是排序不同。一个复合码集中的任一复合码与另一复合码集中的任一复合码都不相同。

从OVSF码树结构特征可以知道：不同扩频因子的扩频码具有一定的关联性，所以不同扩频因子组合时得到的复合码也具有一定的关联性。在对128个扰码进行复合码分析的基础上，综合得到以下复合码集列表，如表12-13所示。

表 12-13　复合码集列表

SF=1	SF=2	SF=4	SF=8	SF=16	扰　码　号															
0	0	0	0	0	0	4	25	26	28	29	33	39	41	42	48	52	54	56	84	89
				2	2	3	6	11	12	17	22	23	34	35	36	38	45	50	65	86
			2	3	8	9	13	14	18	19	24	27	32	37	44	67	70	104	116	117
			4	6	53	80	91	100	120											
				11	73	74	90	98	103	111	114	119	121							
			6	9	62	68	69	76	108	122										
		1	1	1	1	5	7	10	15	20	40	46	47	49	61	64	75	82	118	126
				5	51	58	102	127												
				8	57	77	81	88	96	97	101									
			3	4	16	21	30	31	43	59	78	85	92	94	99	105	107	109	124	125
			5	7	55	60	71	83	87	112	115									
				10	63	66	72	79	93	95	106	110	113	123						

2. 码规划

TD-SCDMA无线网络规划时为每个小区分配一个扰码，由于系统码资源有限，组网性能受小区码资源分配的影响，因此需要合理地规划码资源，才能使得网络性能达到最优。

从表12-11中可以看出，TD-SCDMA系统共有32个码组，其中一个SYC_DL唯一标识一个基站和一个码组，每个码组包含8个SYC_UL、4个扰码和4个基本训练序列码，32个扰码组与32个下行导频码一一对应，因此重点在于扰码规划，即避免将重复码和相关性很强的复合码复用到相邻小区中。

TD-SCDMA扰码规划的主要目标是通过减少相邻小区使用的下行同步码和复合码的相关性，控制相邻小区间的干扰。由此，TD-SCDMA系统码规划应遵循以下原则。

（1）以码组为单位进行规划，每个下行同步码对应的4个扰码不可同时使用。

（2）相邻小区绝对不能同频同码字。

（3）考虑复合码集的复用距离和不同复合码集内的扰码不均衡性。

（4）复合码相关性并不一致，减少复合码之间互相关出现的概率。

（5）相同广播信道复合码的空间复用距离要足够大，不应出现广播信道冲突。

（6）频率规划和码规划需要结合在一起。

（7）尽量避免采用同频同码的两个小区分布在两圈小区以内的位置。

（8）在不同省市的边界，协调基站的扰码分配，以避免扰码冲突。

码资源规划功能应当能够支持全网的码组规划和局部地区的分配优化，并提供码字预留、相关性检测、扰码指定等常用功能。此外，由于同一小区各载频要求使用相同的扰码和训练序列码，所以码资源规划时应当顾及频率规划[8]。

TD-SCDMA是我国具有自主知识产权的3G通信制式，它的提出对于我国通信产业的自主创新和产业发展的意义极其重大。而随着TD-SCDMA技术的日益成熟，我国也相继展开了对TD-SCDMA网络的规模试验和扩大规模试验部署。这不仅对我国移动通信市场，同时也对我国整个3G以及相关产业的未来发展产生重大影响。

网络规划在系统建设过程中是非常重要的环节，系统性能受很多网络方面因素的影响。本章主要从覆盖规划、容量规划和小区规划等方面介绍了对 TD-SCDMA 系统如何组网、如何进行无线网络规划，并探讨了一些工程实现中遇到的具体问题。随着 TD-SCDMA 产业的逐渐完善，网络建设中出现的多小区联合检测、*N* 频点组网、超远距离覆盖及 HSPA 等新技术、新设备和新方法，在给网络规划带来更多便利和优势的同时，也必将带来更广泛、更深入的探讨和研究。

参考文献

[1] 朱东照，罗建迪，汪丁鼎，肖清华. TD-SCDMA 无线网络规划设计与优化. 北京：人民邮电出版社，2007.

[2] 广州杰赛通信规划设计院. TD-SCDMA 规划设计手册. 北京：人民邮电出版社，2007.

[3] 段玉宏，夏国忠，胡剑，黄萍. TD-SCDMA 无线网络设计与规划. 北京：人民邮电出版社，2007.

[4] 史文祥等. TD-SCDMA 系统中影响覆盖的因素. 北京：邮电设计技术，第 3 期，2006.

[5] 黄志勇. TD-SCDMA 系统容量规划问题研究. 邮电设计技术，第 7 期，2006.

[6] 段敏. TD-SCDMA 频率规划方案和组网模式浅谈. 鼎桥通信技术有限公司，2006.

[7] 罗建迪，朱东照，姚棋. TD-SCDMA 系统中的扰码规划. 电信工程技术与标准化，2008.

[8] 张同须，李楠，高鹏. TD-SCDMA 网络规划与工程. 北京：机械工业出版社，2008.

第13章　TD-SCDMA终端入网测试

按照《中华人民共和国电信条例》，国家对电信终端设备、无线电通信设备和涉及网间互联的设备实行进网许可制度，也就是说，只有通过进网测试的设备才可以使用。对于 TD-SCDMA 的终端设备来说，进网测试一般包含以下一些内容：一致性测试，基本功能、业务和性能测试，高层业务测试，耗电性能测试，外场业务性能测试，可靠性测试，电池、充电器测试，EMC、SAR 测试。

13.1　一致性测试

终端一致性测试是指对终端进行全面设计验证测试，验证终端设计方案与相应标准的符合性、一致性；或者说一致性测试就是标准符合性测试。

移动终端的一致性测试始于 GSM，最初称作 FTA 测试（Final Type Approval Test）。GSM、CDMA、WCDMA 技术均拥有终端一致性测试系统。从 GSM、CDMA 以及 WCDMA 商用化进程的成功经验来看，一致性测试作为对终端的全面设计验证测试，有着非常重要的作用和地位，终端产品在进入市场前均需经过严格的全面测试和相应的产品认证。某种技术制式的一致性测试技术的成熟程度也是该技术制式成熟商用的重要标志之一。TD-SCDMA 的一致性测试涉及如下内容：射频一致性测试、协议一致性测试、无线资源管理（RRM）一致性测试、USIM/ME 接口（Cu 接口）一致性测试和音频一致性测试。

13.1.1　射频一致性测试

射频一致性测试用来全面验证测试终端的射频性能是否符合标准。测试内容包括发射机性能、接收机性能和复杂环境下的 DCH 解调性能。

1．发射机性能

（1）最大发射功率。此测试的目的在于验证 UE 的最大发射功率误差不超过容限值，避免 UE 最大发射功率过大而干扰其他信道或其他系统，或者 UE 最大发射功率过小而减小小区的覆盖范围。依据 YD/T 1539-2006[1]，试验环境包括低温、高温和恒定湿热。通常按照低温、高温、恒定湿热的顺序来测试。UE 最大发射功率及容限要求见表 13-1[2]。例如，在积分带宽 1.6 MHz（对于 1.28 Mchip/s）下，对于功率等级为 2 的终端的指标要求为标称值+24 dBm，容差为+1.7 dB/–3.7 dB。

表 13-1　终端功率等级

功率等级	最大输出功率	容　限　值
1	+30 dBm	+1.7 dB/ – 3.7dB
2	+24 dBm	+1.7 dB/ – 3.7 dB
3	+21 dBm	+2.7 dB/ – 2.7 dB
4	+10 dBm	+4.7 dB/ – 4.7 dB

（2）频率稳定性。此测试目的在于验证 UE 发射机的调制载波频率与 Node B 发射载波频率的误差。指标要求为：±（0.1ppm+10Hz）。与最大发射功率测试一样，也按照低温、高温、恒定湿热的顺序来测试。

（3）上行开环功控。此测试目的在于验证 UE 开环功率控制的容限是否超过指标要求。测

试条件为 RX-Upper Dynamic、RX-Middle 和 RX-Sensitivity Level。

（4）下行闭环功控。此测试目的在于验证 UE 闭环功率控制步长符合指标要求的条件下，UE 是否能够正确地从下行 TPC 命令中获得 TPC 命令。根据单个 TPC 命令和 TPC 命令组的不同，下行闭环功控的指标要求如表 13-2 和表 13-3[2]所示。

表 13-2 单个 TPC 的控制指标

TPC_cmd	发送功率控制范围					
	1 dB 步长		2 dB 步长		3 dB 步长	
	下限	上限	下限	上限	下限	上限
升功率	+0.5 dB	+1.5 dB	+1 dB	+3 dB	+1.5 dB	+4.5 dB
降功率	−0.5 dB	−1.5 dB	−1 dB	−3 dB	−1.5 dB	−4.5 dB

表 13-3 TPC 命令组的控制指标

TPC_cmd 组	10 个等 TPC_cmd 组发送功率控制范围					
	1 dB 步长		2 dB 步长		3 dB 步长	
	下限	上限	下限	上限	下限	上限
升功率	+8 dB	+12 dB	+16 dB	+24 dB	+24 dB	+36 dB
降功率	−8 dB	−12 dB	−16 dB	−24 dB	−24 dB	−36 dB

（5）最小输出功率。此测试目的在于验证 UE 最小输出功率是否小于－49 dBm，避免超过指标要求的最小输出功率会增加对其他信道的干扰和减小系统容量。

（6）失同步处理。测试输出功率的失同步处理，包括连续发射和非连续发射两种情况。在非连续发射状态，为了保持同步，基站会发送特殊脉冲串，UE 需要检测特殊脉冲串信号的质量并根据检测结果控制其发射机的开或关。

（7）关功率与开关时间模板。关功率测试要求为小于－63.5 dBm。开关时间模板，对频谱仪指标要求如下：在最大输入信号为 24 dBm、RBW（Resolution Band Width，分辨率带宽）为 1.28 MHz 的情况下，底噪声要小于－65 dBm。

（8）占用带宽。此测试目的在于验证 UE 的占用带宽是否符合指标要求，避免超过指标要求的占用带宽增加对其他信道或其他系统的干扰。测试要求单载波占用带宽小于 1.6 MHz。

（9）频谱发射模板。此测试目的在于验证 UE 的发射功率不超过标准要求，避免超过指标要求的频谱辐射模板会增加对其他信道或其他系统的干扰。UE 发射开/关状态下输出功率应低于发射关功率中的值和－50 dBm。

（10）邻道泄露抑制比。此测试目的在于避免超过指标要求的邻道泄露抑制比（ACLR，Adjacent Channel Leakage Ratio）会增加对其他信道或其他系统的干扰。测试要求如表 13-4[2]所示。

表 13-4 ACLR 阈值

功率等级	邻信道	ACLR 阈值
2、3	±1.6 MHz	32.2 dB
2、3	±3.2 MHz	42.2 dB

（11）发射机杂散辐射。此测试目的在于验证 UE 杂散辐射值不超过标准要求，避免超过指标要求的杂散辐射增加对其他系统的干扰。测试要求如表 13-5[2]所示。

表 13-5 杂散辐射要求

频 段	测试带宽	最小要求
925～935 MHz	100 kHz	－67 dBm
935～960 MHz	100 kHz	－79 dBm
1805～1850 MHz	100 kHz	－71 dBm

（12）发射互调。此测试目的在于验证 UE 的发射互调不超过指标要求，避免超过指标要求的发射互调在附近有其他发射机存在时增加本信道上行链路的发射误差。交调产物为（$m*f_1+n*f_2$），m、n=0, ±1, ±2……[当频率为 f_1 和 f_2 的这两个信号加到一个放大器上时，该放大器的输出不仅包含了这两个信号，而且也包含了频率为（$m*f_1+n*f_2$）的互调分量（IM），这里，称（m+n）为互调分量的阶数。]测试要求如表 13-6[2]所示。

表 13-6 发射互调要求

干扰信号频偏	1.6 MHz	3.2 MHz
干扰信号电平	−40 dBc	
干扰源调制	CW	
最低要求	−31 dBc	−41 dBc

（13）发射机调制。主要测试误差矢量幅度（EVM，Error Vector Magnitude）与峰值码域误差（PCDE，Peak Code Domain Error）两种指标。测试条件为在最大输出功率为−20dBm～−19dBm。测试要求：EVM<17.5%，PCDE<−20 dB。

2．接收机性能

（1）接收灵敏度。此测试目的在于验证 UE 的参考灵敏电平，避免参考灵敏电平过高从而减少基站的覆盖距离。在 I_{or}＝−107.3 dBm 测试条件下，测试要求为 BER 小于 0.001。

（2）最大输入电平。此测试目的在于验证 UE 的最大输入电平，最大输入电平过低会对 UE 在基站的近距离通信效果产生不利影响。在 I_{or}＝−25 dBm 测试条件下，测试要求为 BER 小于 0.001。

（3）邻道选择性。此测试目的在于验证 UE 的邻道选择性性能，邻道选择性过大易造成本信道解调的干扰。当邻道干扰电平为−54 dBm 时，在保证 BER 不大于 0.001 的条件下，接收机最小接收电平不得低于−91 dBm。

（4）阻塞特性与杂散响应。此测试目的在于验证 UE 接收机在除杂散响应和邻道外的频点上有干扰信号时的解调能力。在表 13-7[2]所示各频段的带内阻塞（$\hat{I}_{or}$）和带外阻塞（I_{ouw}）测试条件下，测试要求为 BER 小于 0.001。

表 13-7 阻塞特性参数表

参 数	带 1	带 2	带 3	单 位
$\hat{I}_{or}$	−105	−105	−105	dBm/1.28 MHz
I_{ouw}	−44	−30	−15	dBm
F_{uw}	1840<f<1895.2 1924.8<f<2005.2 2029.8<f<2085	1815<f<1840 2085<f<2110	1<f<1815 2110<f<12750	MHz

（5）互调特性。此测试目的在于验证 UE 接收机抗互调干扰信号的能力。在表 13-8[2]所示的测试条件下，测试要求为 BER 小于 0.001。

表 13-8 互调特性参数表

参 数	取 值	单 位
$\hat{I}_{or}$	−105	dBm/1.28 MHz
I_{ouw1}（CW）	−46	dBm
I_{ouw2}（调制信号）	−46	dBm
F_{uw1}（CW）	±3.2	MHz
F_{uw2}（调制信号）	±6.4	MHz

（6）接收机杂散。此测试目的在于验证 UE 对接收机中产生的干扰信号的抑制能力。测试条件为 UE 处于 CELL_FACH 状态，终端不进行小区重选，不发射信号。

3．复杂环境下的 DCH 解调性能

（1）静态传播条件下的 DCH 解调。此测试目的在于验证接收机接收经过静态传播条件的来自服务小区和邻小区的有用信号和同道信号，保持 BLER 不超过规定要求的能力。测试条件和测试要求分别见表 13-9 和表 13-10[2]。

表 13-9 DCH 测试条件

参 数	测试场景 1	测试场景 2	测试场景 3	测试场景 4
I_{oc}（dBm）	−60			
消息数据速率（kbit/s）	12.2	64	144	384
DPCH 信道数	8	2	2	0

表 13-10 DCH 测试要求

测试场景	SNR（dB）	BLER
1	3.6	0.01
2	2.4	0.1
	2.7	0.01
3	2.8	0.1
	3.2	0.01
4	3.2	0.1

（2）多径衰落传播条件下的 DCH 解调。此测试目的在于验证 UE 接收机接收经过多径传播的来自服务小区和邻小区的有用信号和同道信号，保持 BLER 不超过规定要求的能力。多径衰落条件如表 13-11 所示，测试指标分别见表 13-12、表 13-13 和表 13-14[2]。

表 13-11 多径衰落条件

测试条件 1，3 km/h		测试条件 2， 3 km/h		测试条件 3， 120 km/h	
相对时延（ns）	相对平均功率（dB）	相对时延（ns）	相对平均功率（dB）	相对时延（ns）	相对平均功率（dB）
0	0	0	0	0	0
2928	−10	2928	0	781	−3
		12000	0	1563	−6
				2344	−9

表 13-12 多径衰落传播条件 1 的测试指标

测试场景	SNR（dB）	BLER
1	22.4	0.01
2	15.8	0.1
	22.9	0.01
3	16.6	0.1
	23.9	0.01
4	16.5	0.1
	23.5	0.01

表 13-13 多径衰落传播条件 2 的测试指标

测试场景	SNR（dB）	BLER
1	13.6	0.01
2	9.8	0.1
	13.9	0.01
3	10.3	0.1
	14.4	0.01
4	10.5	0.1
	14.4	0.01

表 13-14 多径衰落传播条件 3 的测试指标

测试场景	SNR（dB）	BLER
1	11.7	0.01
2	9	0.1
	11.7	0.01
	14.3	0.001
3	9.1	0.1
	11.2	0.01
	12.7	0.001
4	9.3	0.1
	10.8	0.01
	12	0.001

13.1.2 协议一致性测试

协议一致性测试就是验证终端的协议实现与相应的协议标准是否符合。实质上是利用一组测试序列，在一定的网络环境下，对被测协议的实现情况（IUT，Implementation Under Test）进行黑盒测试，通过比较 IUT 的实际输出与预期输出的异同，判定 IUT 与协议标准的符合性。对于移动终端来说，一致性测试是对其设计方案或产品进行的全面验证性测试，以保证不同厂家设备之间可以互联互通。目前一般采用系统模拟器（SS，System Simulator）、TTCN 测试集和测试软件组成的测试系统来进行 TD-SCDMA 终端协议一致性测试。测试标准包括 3 部分：协议一致性规范、协议实现一致性说明（PICS，Protocol Implementation Conformance Statement）和抽象测试集（ATS，Abstract Test Suite）。可执行测试集（ETS，Executable Test Suite）在以上 3 部分的基础上生成。目前协议一致性测试系统架构是由仪表模拟 RNC 和真实 Node B 组成的，其中模拟 RNC 中包括测试脚本集和高层协议栈，用来模拟网络端的高层协议，从而控制基站完成对终端的测试。测试内容包括以下几个方面。

（1）会话管理，如 PDP 上下文激活、PDP 上下文修改过程和 PDP 上下文去激活等。

（2）分组域移动性管理，如 PS 附着、PS 去附着、路由区更新、P-TMSI 重分配、PS 鉴权、身份识别、业务请求、紧急呼叫和短消息业务等。

（3）空闲模式操作，主要有 PLMN 选择、小区选择和重选等操作。

（4）层 2 信令消息，包括媒体接入控制（MAC）协议、无线链路控制（RLC）协议、分组

数据汇聚（PDCP）协议、广播/多播控制（BMC）协议 4 个子层。

（5）RRC 功能，如 RRC 连接管理过程（终端寻呼、RRC 连接建立、RRC 连接释放、终端能力、安全模式控制和信令连接释放指示等）、无线承载控制过程（无线承载建立、无线承载重配置、无线承载释放、传输信道重配置和物理信道重配置等）、RRC 连接移动性过程（小区更新、URA 更新和 UTRAN 移动性信息）和测量过程（同频的测量控制和报告和异频的测量控制和报告）等功能。

（6）电路域移动性管理，如 TMSI 重分配、鉴权、识别、位置更新和 MM 连接等。

（7）电路域呼叫控制，如状态机验证、主叫的建立和被叫的建立等。

（8）常规测试，如紧急呼叫/有 USIM/接受的情况、紧急呼叫/没有 USIM/接受的情况和紧急呼叫/没有 USIM/拒绝的情况等。

（9）短消息业务，包括 CS 域点对点短消息业务和 PS 域点对点短消息业务。

（10）*N* 频点特性的相关协议测试项目，如 RB 建立过程、RB 重配相关过程、Trch 重配相关过程、物理信道重配相关过程、小区更新相关过程、测量特性相关过程和 NAS 部分等。

（11）UpPCH 转移特性相关协议测试项目，如 UpPCH 转移配置下建立 RRC 连接，UE 通过 RB 建立流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态，UE 通过 RB 重配流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态，UE 通过 RB 释放流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态，UE 通过 TrCH 重配流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态，UE 通过物理信道重配流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态，CELL_FACH 状态下的 UE 通过小区更新流程进入 UpPCH 转移配置下的邻区连接状态。

13.1.3 无线资源管理一致性测试

无线资源管理一致性测试主要用于验证终端的无线资源管理性能。TD-SCDMA 无线资源管理包括对频率、时隙、码字、功率和空间角度等的管理。无线资源管理的目标是在有限的无线资源条件下，灵活分配和动态调整系统的可用资源，最大限度地提高无线频谱利用率，防止网络阻塞，保持尽可能小的信令负荷，同时又为网络内无线用户终端提供业务服务质量（QoS）保证。TD-SCDMA 终端无线资源管理的关键技术包括功率控制技术和接入控制技术等。无线资源管理测试原理主要是由测试系统来模拟多个信号强度变化的 TD-SCDMA 和 GSM 小区，终端根据一定的判决条件来选择一个小区，如系统验证终端做小区重选或者切换时的协议流程和时间、功率等射频指标是否满足标准要求。通常是在终端通过射频一致性测试、协议一致性测试之后开始进行无线资源管理一致性测试，射频、协议上的任何问题都会影响无线资源管理的性能。

1. 小区信号测量性能

在不同条件下终端必须完成一定的测量任务并发送相应的测试报告。终端测量信息报告包括：同频测量、异频测量、FDD 测量、GSM 测量。其中，同频测量包括 1G（改变最佳 TDD 小区）、1H（时隙 ISCP 低于阈值）和 1I（时隙 ISCP 高于阈值）事件触发的测量报告。在 AWGN 下事件 1G 测试的目的是，验证 UE 在事件 1G 的触发下能否做出正确的报告。该项测量对 UE 的最小需求为，UE 应该能在监控小区集中识别出一个新的同频小区。在 AWGN 下事件 1H 和 1I 测试的目的是验证 UE 在事件 1H 和事件 1I 的触发下，能否做出正确的报告。此外，需要测试在衰落信道条件下能否对邻小区的情况做出正确的报告，该项测量的目的是验证 UE 在做 TDD 同频测量时能否在需求的时间内完成正确的测量报告。TDD 异频测量的目的是验证 UE 在 AWGN 下做 TDD 异频测量时能否在需求的时间内完成正确的测量报告。FDD 测量的目的是验

证 UE 在 AWGN 下测量相邻 UTRA FDD 小区时能否完成正确的测量报告。GSM 测量的目的是验证 UE 在 AWGN 下测量相邻 GSM 小区时能否完成正确的测量报告。

对于一些关键参数，终端测量的数值与实际数值的差距必须在一定规定范围以内。测量性能要求共分为：PCCPCH_RSCP，CPICH 测量（FDD），时隙 ISCP，UTRA 载波 RSSI（Relative Signal Strength Indicator，接收信号强度指示），GSM 载波 RSSI。其中 PCCPCH_RSCP 部分分为同频和异频两种情况。

PCCPCH_RSCP 对于 1.28 Mchip/s TDD 的同频测量精度用绝对精度表征，定义为在一个频率 UTRA FDD 小区下测试的 P-CCPCH RSCP 与在相同小区精确值的比值。

PCCPCH_RSCP 对于 1.28 Mchip/s TDD 异频测量精度用相对精度表征，定义为在一个小区下测试的 P-CCPCH RSCP 与其他小区不同频率 P-CCPCH RSCP 的比值。

1.28 Mchip/s TDD CPICH RSCP 用绝对测量精确度表征，定义为在一个频率 UTRA FDD 小区下测试的 CPICH RSCP 与在相同小区相同频率精确值的比值。

1.28 Mchip/s TDD 同频测量的时隙 ISCP 用绝对精度表征，定义为在一个小区/时隙联合中测得的时隙 ISCP 与在相同小区/时隙联合中精确的时隙 ISCP 水平之比。

1.28 Mchip/s TDD UTRA 载波 RSSI 的同频测量用绝对精度表征，定义为从一个频率上测得的 UTRA 载波 RSSI 与相同频率上精确 RSSI 功率的比值。

1.28 Mchip/s TDD UTRA 载波 RSSI 的异频测量用相对精度表征，定义为从一个频率上测得的 UTRA 载波 RSSI 与其他频率上的比值。

GSM 载波 RSSI 用绝对精度表征，定义为一个 GSM 小区在一个频率上测量的 RX_LEV 与该小区精确功率的比值。

2. 小区选择/重选性能

当 UE 已驻留在一个小区时（正常驻留），若外部无线环境发生变化，UE 可能需要选择一个新的小区，称之为小区重选。对于单模终端小区重选，需要测试如下两种情况：同频 TD-SCDMA 小区间重选和异频 TD-SCDMA 小区间重选。测试的判定原则为在不同的环境配置下，要求终端在规定时间内在目标小区发起接入请求。对于多模终端则要测试不同 RAT（Radio Access Technology，无线接入技术）之间的小区重选及不同 RAT 之间的小区获取和重选。

3. 切换性能

即连接模式下的移动性管理。在终端 UTRAN 连接模式下，若外部无线环境发生变化，为了保持连接的连续性，必须进行各种切换和小区重选。测试项目共包含 6 个，分别为：TD-SCDMA 小区间切换、CELL_FACH 下的小区重选、CELL_PCH 下的小区重选、URA_PCH 下的小区重选。在 *N* 频点同频组网的 TD-SCDMA 网络中，公共信道只在主载波配置，所以终端进行邻小区测量的时候只会对主载波进行测量，无法进行辅载波测量。由于切换过程是网络控制的，因此在切换时终端不一定会切换到目标小区的主载波，可能网络会控制终端切换到目标小区的辅载波。也就是说，测量只对目标小区主载波进行，切换有两种情况，可能切换到经过测量的目标小区主载波，也可能切换到未进行测量的目标小区辅载波。经过 CCSA 讨论后，行标中 TD-SCDMA 小区间切换的测试用例有同频切换（主载波->主载波接力切换，主载波->副载波硬切换）和异频切换（主载波->主载波硬切换，主载波->副载波接力切换）。对于单模终端而言，CELL_FACH 状态下的小区重选，同频 TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 1.6 s，异频 TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 2 s； CELL_PCH 状态下的小区重选，同频 TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 8 s，异频 TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 8 s；URA_PCH 状态下的小区重选，同频 TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 8 s，异频

TD-SCDMA 小区间的小区重选延时应小于 8 s。对于多模终端而言，在终端已经同步到 GSM 小区的条件下（同步方式），TD-SCDMA/GSM 切换延迟应小于 90 ms，在终端没有同步到 GSM 小区的条件下（非同步方式），TD-SCDMA/GSM 切换延迟应小于 190 ms。

4. RRC 连接控制功能

RRC 重新建立时延定义为在 UE 端认为连接断开，到 UE 开始发起 PRACH 所用的时间。这一时间长短取决于目标小区是否被 UE 所知。若 UE 所要驻留的目标小区已存在于该 UE 的激活集中，或在最近的 5 s 内该终端已测量到该小区，则为已知目标小区。反之，如果 UE 所要驻留的目标小区并不在终端已有的激活集中，并在最近的 5s 内终端并没有测量到该小区，则为未知目标小区。前者允许的 RRC 重新建立时延要比后者小很多。

13.1.4 USIM/ME 接口（Cu 接口）一致性测试

TD-SCDMA 继承了 GSM 机卡分离的技术特点，这就意味着作为移动通信网络接入点的 UE 是 ME 与 USIM 卡的综合体，其逻辑结构见图 13-1。

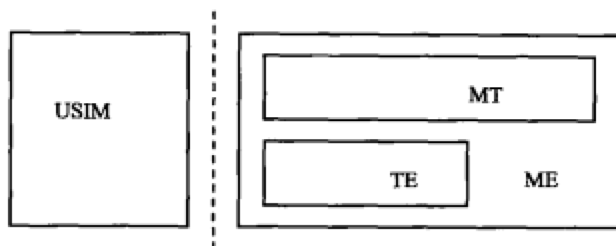


图 13-1 移动终端/用户设备的逻辑结构

USIM 是通用用户身份识别模块（Universal Subsciber Identity Module）的简称，其物理实体为通用集成电路卡（UICC，Universal Integrated Circuit Card）。而 USIM 实际上是建立在 UICC 上的一种主要用于终端用户身份识别的应用。UICC 卡分为 ID-1 UICC 和插入式 UICC 两类，其区别主要在于物理外形尺寸及应用环境。目前一般 3G 终端中使用的是插入式 UICC，它实现了平台和应用的分离。

对 ME 与 USIM 卡间的 Cu 接口进行全面的测试验证能够保证二者作为一个整体协同工作，保证 UE 与网络间的正常通信及业务实现。USIM/ME 接口（Cu 接口）一致性测试验证终端机卡接口是否完全符合标准。USIM 卡存储了用户的个人信息，在网络中用于个人身份识别、实现鉴权、加密等功能，它是实现通信服务的关键，是安全的保障。如果 Cu 接口的电气和协议指标不能满足要求，USIM 卡无法和 TD-SCDMA 终端正常交互，则终端可能无法正常通信甚至造成安全隐患。对 Cu 接口进行入网测试就是为了保障 USIM 卡与 TD-SCDMA 终端的兼容性，从而使用户可以更可靠、安全地使用 TD-SCDMA 终端体验各种服务。

随着 USIM 功能的不断增强，针对 USIM 以及 Cu 接口的测试也变得日益重要和复杂，这方面的相关测试主要包括：Cu 接口一致性测试、Cu 接口 USAT 测试以及 USIM 一致性测试。

1. 应用特性方面

对于 USIM/ME 接口应用特性方面的一致性测试的主要测试内容包括以下几个方面。

(1) 签约相关过程测试：主要针对 IMSI/TMSI 的处理过程及接入控制的处理过程进行测试。

(2) 安全相关过程测试：主要针对终端在 PIN 的处理、FDN 的处理、BDN 的处理以及 AoC 的处理等方面的信令流程进行测试。

（3）签约无关过程测试：包括电话本处理过程、短消息处理报告等。

Cu 接口应用特性方面的一致性测试所需测试仪表的功能要求是对 USIM 应用进行模拟并能够对 Cu 接口的消息流程进行实时跟踪和显示，同时利用 Uu 接口的测试仪表进行辅助监测，测试环境如图 13-2 所示。

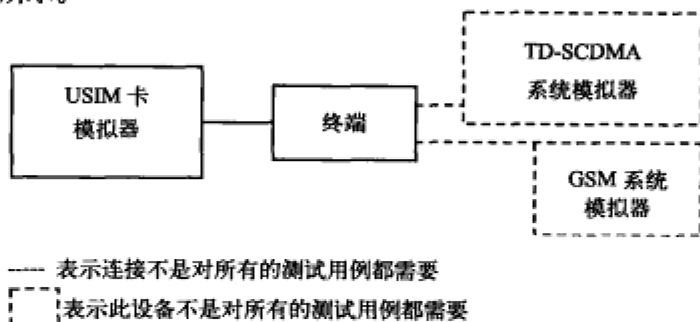


图 13-2　Cu 接口测试环境（一）

USIM 卡模拟器提供各测试项所需的 USIM 卡中的测试数据文件，模拟 USIM 卡各种正常和异常的操作过程、信号或数据输出。终端直接对 USIM 模拟器进行操作，USIM 卡模拟器监视 Cu 接口的信号和数据流，终端对 USIM 卡的数据读写操作结果可以通过 USIM 卡模拟器来确认。

对于不要求 USIM 卡进行异常操作的测试用例，还可以采用真实的 USIM 卡进行测试。测试系统配置如图 13-3 所示，包含的测试设备包括：USIM 卡、USIM 卡读写器、Cu 接口监视器、终端以及系统模拟器。终端直接对真实的 USIM 进行操作，在操作过程中，通过 Cu 接口监视器监视 Cu 接口的信号和数据流，终端对 USIM 卡中数据的读写操作结果通过 USIM 卡读写器读取 USIM 卡中的文件来验证。各测试项所需的 USIM 卡中的测试数据可以通过 USIM 卡读写器写入到 USIM 卡中。

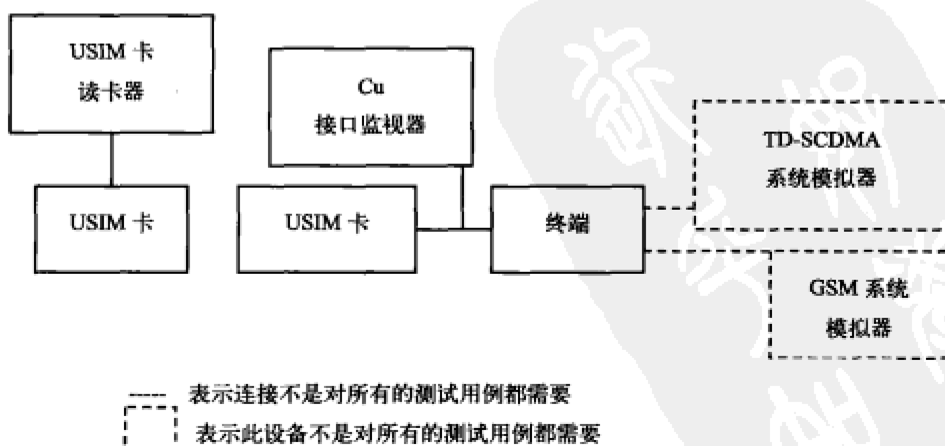


图 13-3　Cu 接口测试环境（二）

2. 电气、逻辑特性方面

Cu 接口技术要求中定义了两种类型的有触点的 UICC 卡，一种是 ID-1 UICC，另一种是插

入式 UICC。两种卡主要的区别是物理外形大小不同（长和宽不同），应用场合不同。其中常用的是插入式 UICC。规范规定，插入式 UICC 长 25 mm（ID-1 UICC 长 85.60 mm），宽 15 mm（ID-1 UICC 宽 53.97 mm），厚 0.78 mm。此种有触点的卡共有 8 个触点，这 8 个触点是卡与终端进行交互的接口点，各有各的职能：C_1 为电源输入口，C_2 是复位信号的输入点，C_3 是时钟信号输入点，C_6 为编程电压输入点，C_7 是串行数据的输入输出口，C_4、C_5 和 C_8 为保留触点，用于将来其他的应用。

Cu 接口技术要求中规定了 Cu 接口的每一个触点的电气特性，主要有触点的电压、电流、时钟信号、上升时间和下降时间等。

初始通信建立程序主要规定了 UICC 的激活和去激活、供电电压的转化、复位程序以及复位响应的内容、时钟停止模式、比特/字符持续时间和错误的处理。

Cu 接口的传输层定义了两种传输协议：T=0 和 T=1。T=0 表示基于字符的传输协议，T=1 表示基于数据块的传输协议。应用层协议数据交换是由命令—响应对组成。终端应用层经由终端的传输层发送命令，UICC 处理该命令并使用 UICC 和终端的传输层向终端应用层发回一个响应，完成命令的交互。

Cu 接口的安全特性部分定义了 Cu 接口的安全架构、安全环境和 PIN，这些保证了 UICC 卡和卡上的应用能够在授权的保护下安全地进行各种操作。

Cu 接口技术要求中定义了 18 种通用的命令来完成各种功能，如对文件记录的操作（读、写、激活、去激活等）、PIN 的处理、鉴权、逻辑信道管理等。

3. USIM 应用

USIM 应用包括一系列的文件、数据、协议（但不包括传输协议）和安全机制。Cu 接口技术要求对 USIM 应用的文件结构、应用协议、安全特性和 USIM 命令进行规定。

USIM 卡中记录了很多信息，用于身份识别、加密、服务的选择、电话号码的记录、短信息的记录等，因此 USIM 卡中有一系列的文件，USIM 应用规范中对这些文件的结构，字段的内容进行了定义。ADF（Application Dedicated File）是 USIM 应用的专有文件，它包含了与服务和网络相关的信息，其文件管理模式采用分级目录的结构。

USIM 应用协议包括 USIM 管理程序、与 USIM 安全相关的程序、与签约相关的程序、与 USAT（USIM Application Toolkit)相关的程序、与 MExE（Mobile Execution Environment）相关的程序。USIM 管理程序的执行要基于与 USIM 安全相关的程序和与签约相关的程序的正常执行。与安全相关的程序是 USIM 的必选项，而与签约相关的程序只有当相应的服务被 USIM 支持时才被执行。与 MExE 相关的程序是可选项。所有程序都是由成对的请求/响应消息完成。

USIM 管理程序主要包括：初始化、会话的终结（移动终端和 USIM 卡进行一些状态信息的交互），文件的读取和更新（如紧急呼叫、语言指示、USIM 服务列表等文件的读取和更新），以及 UICC 卡是否存在检测。USIM 管理程序主要是完成应用的选择和终止过程。

与 USIM 安全相关的程序包括：根据鉴权算法进行鉴权，获取 IMSI，接入控制消息请求，高优先级 PLMN 的搜寻周期请求，位置信息，加密密钥和完整性保护密钥，禁止的 PLMN，LSA 消息，用户身份识别，GSM 密钥，GPRS 密钥，超帧号的初始值，START（控制密钥的有效时间）的最大值，有接入技术的 HPLMN 选择的请求，分组交换的位置信息，分组域加密密钥和完整性保护密钥，语音组呼服务，语音广播服务。这一系列的程序保证了 USIM 的安全，保证了通信的安全。

与用户签约相关的程序包括很多内容，如电话号码簿、短消息、计费通知、PLMN 选择、小区广播、群组标识、网络参数信息和 MMS 等三十几项内容。这些程序主要完成对与用户签

约相关的一些文件的操作（读取、更新、删除）。

与 USAT 相关的程序包括：通过 SMS-PP（点对点的短消息）进行数据的下载，图像的请求，通过 SMS-CB(小区广播的短消息)进行数据的下载，USIM 呼叫控制，USIM 执行的 MO-SMS（短消息发送）的控制。USAT 是用于设计客户机/服务器应用环境的，它提供了一种机制，允许存在于 UICC 中的应用与支持该应用所要求的机制的 UE 进行互操作，USAT 为增值服务搭建了一个平台。

USIM 应用引入了更高的安全机制。就鉴权来讲，不但网络要对 USIM 卡进行鉴权， USIM 卡同时要对网络进行鉴权，USIM 应用采用 AKA 算法（由 f_1 ~ f_5 来实现）用于 USIM 卡、访问位置寄存器（VLR）、归属位置寄存器（HLR）间的双向认证及密钥分配。USIM 应用还使用了两个 PIN 来控制用户对 USIM 卡的使用和访问，通用的 PIN 用于 USIM 卡对用户使用的鉴权，PIN_2 用于有条件的访问文件，专门用于对 ADF（USIM）文件的访问控制。USIM 应用采用的安全机制还有空中接口数据和信令的加密，通过加密性算法 f_8 和信令的完整性保护算法 f_9 来实现，USIM 卡还可以通过函数 c_2 和 c_3 从 3G 的参数导出 GSM 所需要的参数 SRES 和 Kc。

13.1.5 音频一致性测试

音频性能是话音通信的一个重要指标。手机话音的发送和接收质量对移动用户的通话来说是至关重要的问题，手机音频性能的好坏会直接影响用户满意度。因此，要求对手机的各项音频特性进行检验，这样就需要相应的测试仪器和测试方法或规范。

测试目的在于验证终端设备传输语音信号的质量。3G 移动终端虽然增加了许多新的功能，例如高速数据功能，但是语音通信仍然是 3G 终端的基本功能，而且是大部分用户最常使用的功能。语音质量的好坏将直接影响用户的正常使用，语音质量很差时将使用户无法完成正常的语音通信。

移动终端的音频性能测试可以通过仪表在实验室完成。根据移动终端所使用的受话器的类型，可以用不同类型的仿真耳来测量。支持语音业务或紧急呼叫的终端在响度评定值（发送和接收）、灵敏度/频率响应特性、侧音掩蔽评定值（STMR）、空闲信道噪声、稳定度储备、回波损耗（ERL）、失真特性、环境噪声抑制（ANR）等方面应满足相关标准的规定。

13.2 基本功能、业务和性能测试

13.2.1 电信业务

本节中的测试项目采用在实际 TD-SCDMA 网络或模拟网上进行拨打验证的方法测试。按表 13-15[2]的检验方法测试电信业务。

表 13-15 业务测试项目

序号	检验项目	检验方法	预期结果
1	电话	以被测UE进行MO/MT话音通信	拨号/接听正常、通话质量正常、挂机正常，能正常释放与本次呼叫有关的资源
2	紧急呼叫	在有/无USIM的情况下分别以被测MS进行紧急呼叫	紧急呼叫正常进行
3	UE始发的点对点短消息业务（电路域）	以被测UE发送点对点短消息	短消息发送正常

（续）

序号	检验项目	检验方法	预期结果
4	UE终止的点对点短消息业务（电路域）	向被测UE发送点对点短消息	短消息接收正常
5	UE始发的点对点短消息业务（分组域）	以被测UE向目的UE发送点对点短消息	短消息发送正常，被测UE收到SGSN返回的发送成功消息，SMSC收到正确的短消息信息，目的UE收到正确的短消息信息
6	UE终止的点对点短消息业务（分组域）	向被测UE发送点对点短消息	短消息接收正常，被测UE正确收到SGSN转发的短消息，并返回接收成功消息
7	小区广播短消息业务	以被测UE接收小区广播短消息	短消息接收正常

注：由于不同UE的界面不同，故这里不详细规定UE的操作方法（如何拨号，如何接听电话等），测试时应严格按说明书操作UE，下同。

13.2.2 承载业务

对 UE 可提供的表 13-16[2]中所列的承载业务，采用在实际 TD-SCDMA 网络或模拟网上进行拨打验证的方法测试。将 UE 分别设置为各种 UE 可提供的承载业务，进行 UE 之间或 UE 至固定数据终端的通信，对主叫/被叫情况分别进行测试，在测试中 UE 应能正常发起/接收呼叫，数据传输应正常。

表 13-16 承载业务表

承载业务类别	承载业务名称
多种速率的 AMR 语音	多种速率的 AMR 语音类别： 12.2 kbit/s AMR 10.2 kbit/s AMR 7.95 kbit/s AMR 7.4 kbit/s AMR 6.7 kbit/s AMR 5.9 kbit/s AMR 5.15 kbit/s AMR 4.75 kbit/s AMR 12.2 kbit/s对于支持话音业务的UE为必选测试项，其余速率为可选测试项
透明数据业务	14.4~64 kbit/s 同步数据 14.4~64 kbit/s 异步数据
非透明数据业务	14.4~57.6 kbit/s 同步数据 14.4~57.6 kbit/s 异步数据
可视电话	参见相关通信行业标准
分组域承载业务	下行最高384 kbit/s的分组数据业务 下行384 kbit/s以上到2 Mbit/s分组数据业务
多个承载业务组合	同时支持 AMR 语音和分组域的数据业务 同时支持电路域的数据业务和分组域的数据业务 同时支持分组域的两个数据业务

13.2.3 补充业务

对 MS 可提供的表 13-17[2]中所列的补充业务，采用在实际 TD-SCDMA 网络或模拟网上进行拨打验证的方法测试。通过修改 HLR 数据，分别为 UE 提供各种补充业务，从 UE 进行补充业务的激活、去活、调用、查询，各项补充业务都应能正常操作。

表 13-17 补充业务测试表

类　别	名　称
号码识别类	主叫号码识别显示 主叫号码识别限制 被叫号码识别显示 被叫号码识别限制
呼叫提供类	无条件呼叫前转 遇移动用户忙呼叫前转 遇无应答呼叫前转 遇移动用户不可及呼叫前转
呼叫完成类	呼叫等待 呼叫保护
多方通信类	多方通信
计费类	计费通知（信息） 计费通知（计费）
呼叫限制类	闭锁所有出呼叫 闭锁所有国际出呼叫 闭锁除归属PLMN国家外所有国际出呼叫 闭锁所有入呼叫 当漫游出归属PLMN国家后，闭锁入呼叫
其他	非结构化补充业务数据（USSD） 立即计费（AOC）

13.2.4 UE 基本功能

对于 UE 的基本功能，一般采用在实际 TD-SCDMA 网络或模拟网上进行拨打验证的方法测试。具体的测试项目如下。

（1）被叫号码显示：验证 UE 的人机界面能否正确显示用户所输入的期望呼出的被叫用户的号码或缩位号码，以便用户确认即将呼出的被叫号码或者正在呼出的被叫号码是否正确。

（2）呼叫进展信号指示：验证 UE 能否根据网络返回的信令信息给出指示，如信号音、声音提示或者可视的符号或图形显示。用户可以根据各种类型的指示了解当时呼叫所处的状态，确认呼叫建立是否成功。

（3）国家/PLMN 指示：验证 UE 能否正确显示当前登记网络的 PLMN 号或 PLMN 号对应的运营商标识。

（4）国家/PLMN 选择：验证当有多于一个可用 PLMN 时，用户能否通过 UE 的“国家/PLMN 选择”功能选择其中一个 PLMN。被测 UE 应显示覆盖其所处位置所有的运营者标识，并应在

用户选择的网络中进行登录。对于可用 PLMN 和不可用 PLMN（被禁止的 PLMN），UE 在显示时应有所区别。

（5）键盘：验证 UE 键盘是否与其说明书中的说明一致，是否满足正常通信要求。

（6）IMEI：UE 应具有全球唯一的 IMEI。本测试项目验证 UE 能否正确显示其 IMEI 号码并与包装盒及其机身所示 IMEI 号一致。测试方法为在待机状态下键入"*#06#"，查看屏幕显示 IMEI 号码。

（7）短消息指示和确认：验证 UE 在接收和发送短消息后能否给出相应的指示信息。

（8）短消息溢出指示：验证当 UE 的 USIM 卡或者其短消息存储器容量不足而不能继续接收短消息时，UE 能否在其人机界面上显示短消息溢出指示信息或者发出短消息溢出指示音。

（9）业务指示器：验证 UE 能否根据网络信号情况在人机界面上提示用户目前的信号强度是否能够进行正常通信。

（10）双音多频功能：验证 UE 能否提供 DTMF 功能。测试时使用 UE 拨叫一个采用二次拨号的总机，拨通后根据语音提示键入分机号码。对端总机对 UE 所拨出的号码和"*"、"#"功能码能正确响应，并顺利接通对端分机。

（11）签约识别管理（卡识别管理）：验证 UE 对 USIM 卡是否插入的状态识别能力。UE 在未插入 SIM/USIM 卡开机后，其人机界面上应给出相应的"插入 SIM/USIM 卡"提示。如果被测 UE 在开机工作情况下 SIM/USIM 被从 UE 中取下，正在进行的业务应中断，UE 不能进行除紧急呼叫以外的其他通信，同时 UE 人机界面上应有"插入或检测 SIM/USIM"之类的指示。该指示在重新插回 USIM 卡后消失。

（12）开关：验证 UE 具有正常开关功能。在关机时，UE 应先结束当前业务，并将必要数据存储在 SIM/USIM 中，再关闭电源。

（13）电池容量指示及告警：验证 UE 是否具备电池容量指示、充电状态指示以及在容量不足时是否具备告警指示；验证该指示是否随电池内电量的变化进行同趋势的改变。使用车载电源的车载台和使用外部电源的固定台可以不支持此功能。

（14）中文支持能力：验证 UE 是否支持中文菜单、读取（显示）中文信息的能力，是否具备中文编辑能力。

（15）电话号码簿功能：验证 UE 是否具备电话号码簿功能。UE 应支持 USIM 卡和 UE 电话簿中电话号码簿纪录的创建、修改和删除；支持 USIM 卡电话簿和 UE 电话簿的读取和使用；支持 UE 和 USIM 卡中电话号码记录的单条复制或批量复制；对电话号码记录的存储位置（USIM 卡或 UE 电话簿）应有提示。

（16）RAT 模式指示：验证多模 UE 能否正确显示当前的工作模式基于何种无线接入技术。这里提供的测试用例适用于 TD-SCDMA/GSM 双模终端。TD -SCDMA/GSM 双模 UE 应能够正确显示当前的工作模式是 TD -SCDMA 还是 GSM。

（17）主叫号码识别指示：验证 UE 作被叫时能否正确给出主叫号码或主叫号码的缩位号码。

（18）呼叫时间提示指示：验证 UE 能否正确给出呼叫时间提示。

13.3 高层业务测试

高层业务测试内容包括 MMS、WAP、流媒体和 Java 等。

13.3.1 MMS 业务

多媒体短消息（MMS）业务一般采用端到端互操作测试，即让 UE 完成相应功能，测试

UE 完成的结果。按照媒体格式，MMS 可分为以下几种。

（1）文本、音频媒体格式：验证 UE 能成功发送和接收文本、音频媒体格式的多媒体短消息。被测 UE 作为发送端，发送多媒体短消息成功后，应能够正确提示发送成功。被测 UE 作为接收端，接到多媒体短消息的通知后，自动成功下载该消息并能正常显示播放消息的多媒体内容。

（2）图像媒体格式：验证 UE 能成功发送和接收图像媒体格式的多媒体短消息。被测 UE 作为发送端，发送多媒体短消息成功后，应能够正确提示发送成功。被测 UE 作为接收端，接到多媒体短消息通知后，自动成功下载该多媒体短消息并正常显示播放消息的多媒体内容。

（3）视频媒体格式：验证 UE 能成功发送和接收视频媒体格式的多媒体短消息。被测 UE 作为发送端，发送多媒体短消息成功后，应能够正确提示发送成功。被测 UE 作为接收端，接到多媒体短消息通知后，自动成功下载该多媒体短消息并正常显示播放消息的多媒体内容。

13.3.2　WAP 业务

按照业务功能，可分为以下几种。

（1）浏览类业务功能：验证 UE 能成功打开 WAP 浏览器，并与因特网成功连接，能够成功进行浏览业务。UE 应能成功连接到 WAP 主页，正确浏览，在退出对话时释放所有资源。默认主页修改后，UE 可以成功连接到更改后的 WAP 主页浏览，同样在退出对话时释放所有资源。

（2）下载类业务功能：验证 UE 能成功打开 WAP 浏览器，并与因特网成功连接，能够成功进行下载业务。UE 应能成功连接到 WAP 主页，正确进行各种文件格式的下载，下载完成及时，内容和大小正确，在退出对话时释放所有资源。

（3）Push 业务功能：验证 UE 能成功打开 WAP 浏览器，能够成功进行 Push 业务，正确读取 Push 消息。

13.3.3　流媒体业务

按照播放内容的存储地点，可分为以下几种。

（1）播放存储在 UE 上的内容：验证 UE 可以播放存储在 UE 上的内容。

（2）播放存储在服务器上的内容：验证 UE 可以采用实时方式播放存储在服务器上的内容。测试时，在 UE 上访问任一流媒体业务门户站点，在流媒体业务网页上选择一段支持实时播放的内容，UE 应能实时正确显示和播放相应文件。

13.3.4　Java 业务

Java业务测试包括以下几项。

（1）Java 程序的下载和运行。验证 UE 可以通过 WAP 或 HTTP 方式进行 Java 程序的下载，下载的程序可以正常运行。UE 应可以选择采用 WAP 或 HTTP 方式登录 Java 无线服务平台进行 OTA（Over-The-Air）下载，下载的程序可以成功安装并且运行正常。

（2）Java 程序下载过程中处理外部事件。验证 UE 在进行 Java 程序的下载过程中，处理外部中断事件（如有 CS 域话音呼叫、接收到短消息、视频电话、闹钟等）的能力。如果 UE 不支持外部中断的挂起和返回机制，UE 应当能够选择处理外部事件还是拒绝外部事件。如果选择处理外部事件，UE 应当能够正常进行相应的操作；如果选择拒绝外部事件，UE 应当能够正常继续进行 Java 应用程序下载。如果 UE 支持外部中断的挂起和返回机制，当出现外部事件时，Java 应用程序下载应暂时被挂起，待处理完外部事件后，UE 应当自动继续进行 Java 应用程序的下

载。对于所有下载完成的过程，都应当验证下载的 Java 应用程序，看其是否可以正常安装运行。

13.4 耗电性能测试

耗电性能是影响用户感受的一个关键因素，也是用户反映的一个重要问题。

1. 测试方法

（1）直接测量：对测试仪表要求较低，测试结果直观，能够反映终端整机（包括电池）的耗电性能；缺点是不便深入分析，且耗时耗力。

（2）间接测量：测量终端的耗电电流，根据终端电池的标称容量折算出待机时间和通话时间。

2. TD-SCDMA 终端耗电指标要求

耗电指标要求如表 13-18 所示。

表 13-18 TD-SCDMA 终端耗电指标

指　　标	TD 单模	TD 自动双模单待机	TD/GSM 双待机
多小区环境下静止待机	100 h	100 h	72 h
多小区环境下静止通话	240 min	240 min	240 min
多小区环境下静止可视电话	120 min	120 min	120 min

13.5 外场业务性能测试

外场业务性能测试是将测试终端在运营商提供的外场环境下进行测试，终端将在外场接受真实环境的考验。测试内容包括 IMSI（International Mobile Subscriber Identification Number）附着和去附着、IMSI 附着拒绝、位置区更新、路由区更新、切换、短消息、电路域数据业务（可视电话）、并发业务和呼叫性能等。

13.5.1 IMSI 附着和去附着

验证终端能够成功进行 IMSI 附着和去附着。测试时，UE 在归属 PLMN 中开机，UE 应成功登网，正确显示其归属运营商标识。关闭 UE 电源后，使用 PSTN 用户呼叫 UE，应提示已关机，确认 IMSI 去附着成功。

13.5.2 IMSI 附着拒绝

验证终端开机后其 IMSI 附着被拒绝。UE 开机后，若登网不成功，拨叫 PSTN 用户，此时应无法进行 AMR 语音业务。

13.5.3 位置区更新

位置区更新包括普通位置区更新、VLR 中未知的 TMSI 普通位置区更新和普通周期性位置区更新。

普通位置区更新：验证 UE 漫游到新的位置区应发起普通位置更新过程。测试时，要求网络侧电路域业务已开通，VLR 中已有该 UE 的用户数据，测试网络中存在两个不同的位置区。UE 在移动到新位置区过程中时，应没有出现脱网现象，并在新的位置区中成功建立相应的业务。

VLR 中未知的 TMSI 普通位置区更新：验证当 UE 的 TMSI 在 VLR 中不存在时，UE 能够进行普通位置区更新。测试时，要求网络侧电路域业务已开通，但 VLR 中没有该 UE 的用户数据，测试网络中存在两个不同的位置区。UE 在移动到新位置区过程中没有出现脱网现象，并在

新的位置区中成功建立相应的业务。

普通周期性位置区更新：验证UE在T3212定时器超时后发起周期性位置区更新。测试时，要求网络侧电路域业务已开通，T3212定时器超时时间设为6 min（或网络支持的其他最短时间）。UE在网络中开机，进入空闲模式。等待T3212定时器超时，观察UE与网络交互的信令，此时UE应发起类型为周期性位置区更新的Location Update Request信令。再次等待T3212定时器超时，验证UE再次发起周期性位置区更新，且与上次周期性位置区更新的时间间隔与网络侧设置的值（6 min）相同。

13.5.4 路由区更新

路由区更新包括普通路由区更新、组合路由区更新和位置区更新以及周期性路由区更新。

1. 普通路由区更新

验证UE在进入新的路由区后应进行普通路由区更新过程。UE开机且分组域附着，并处于TD-SCDMA网络的某一路由区中。当UE漫游到一个新的路由区时，在新的路由区内发起PS域业务。如果新路由区提供PS业务，路由区更新成功，UE应能完成位置区更新，并在新的路由区正常发起PS域业务，否则路由区更新被拒绝，无法发起PS域业务。

2. 组合路由区更新和位置区更新

验证UE在进入新的路由区后成功进行组合方式路由区更新过程。测试方法如下所示。

（1）UE在网络中某一路由区开机并进行组合方式分组域附着。

（2）UE移动到一个新的路由区中，观察UE的状态。

（3）在新的位置区中，呼叫被测UE。

（4）UE在新的路由区内发起PS域业务。

3. 周期性路由区更新

验证UE在T3312定时器超时（6 min或网络支持的其他最短时间）后应进行周期性路由区更新过程。测试方法如下所示。

（1）UE在网络中开机并分组域附着，之后进入空闲模式。

（2）T3312定时器超时后，观察UE与网络交互的信令。

13.5.5 切换

TD-SCDMA的切换包括接力切换、硬切换和与其他系统的切换。下面针对这几种情况分别做测试。

1. 接力切换

分为异频小区间的接力切换和同频小区间的接力切换。

（1）异频小区间的接力切换分为电路域话音业务的异频接力切换、电路域数据业务（可视电话）的异频接力切换和分组域数据业务异频接力切换。这3种类型的测试目的都是检查UE在进行相应业务时，异频接力切换的过程是否能正确完成，而测试条件与测试方法基本相同。以电路域话音业务为例，测试条件为：网络和被测终端能工作正常，配置网络，使属于同一RNC下的两个TD-SCDMA异频小区Cell A和Cell B覆盖相邻的区域，设置网络侧的切换策略为接力切换，并保证网络有足够的软硬件资源用于接力切换；网络侧使用信令跟踪仪对RRC层和NAS层的信令进行跟踪。

测试方法为：UE在网络中开机，并处于Cell A覆盖区内，UE在Cell A发起呼叫建立CS语音连接，UE处于Cell-DCH状态，接续成功后，测试者手持UE向相邻小区中速移动，或通

过其他方式创造切换触发条件，触发接力切换，检查接力切换过程是否成功。

（2）同频小区间的接力切换也分为电路域的同频接力切换（无 Iur）、电路域数据业务（可视电话）的同频接力切换（无 Iur）和分组域数据业务同频接力切换（无 Iur）。这 3 种类型的测试目的也是检查 UE 在进行相应业务时，同频接力切换的过程是否能正确完成，而测试条件与测试方法基本相同。以电路域话音业务为例，测试条件为：网络和被测终端能工作正常；配置网络，使属于同一 RNC 的两个 TD-SCDMA 同频小区 Cell A 和 Cell B 覆盖相邻的区域；设置网络侧的切换策略为接力切换，并保证网络有足够的软硬件资源用于接力切换。测试方法与异频小区时采取的方法相同。

2. *硬切换*

分为同一 MSC/SGSN 下不同 RNC 间的（同频）硬切换（无 Iur）、不同 MSC/SGSN 间的（同频）硬切换（无 Iur）和不同频点间的硬切换。其测试目的都是验证 UE 进行相应业务时，能否在 TD-SCDMA 系统和 GSM 系统间进行系统间切换。采用硬切换时，测试目的都是验证 UE 在进行相应业务时能否根据网络的切换指示在同频小区间进行正确的无线承载的重配置，并切换到同频点的另一个小区上；而测试条件和测试方法则大致相同。以第一种情况中的电路域业务为例，测试条件为：网络侧存在两个同频相邻小区 Cell A 和 Cell B，Cell A 和 Cell B 的覆盖区域有重叠；Cell A 和 Cell B 分属于本网络中两个 RNC，RNC 间无 Iur 接口。

测试方法为：UE 在网络中开机，并处于 Cell A 的覆盖区内；UE 在 Cell A 中建立 AMR12.2k 电路域呼叫，在 UE 和 Cell A 间建立无线链路；由 Cell A 向 Cell B 移动，直至网络向 UE 发送“无线承载确认”、“传输信道确认”或“物理信道确认”，UE 向网络回复“承载确认完成”、“传输信道确认完成” 或“物理信道确认完成”，验证 UE 已切换至 Cell B；验证 AMR12.2k 语音业务正常；UE 挂机，结束语音业务。

3. TD-SCDMA *系统和* GSM/GPRS *系统间的切换*

分为以下 4 种情况：TD-SCDMA 系统切换到 GSM/GPRS 系统（电路域），TD-SCDMA 系统切换到 GSM/GPRS 系统（分组域），GSM/GPRS 系统切换到 TD-SCDMA 系统（电路域），GSM/GPRS 系统切换到 TD-SCDMA 系统（分组域）。进行系统间切换时，其测试目的都是验证 UE 进行相应业务时，能否在 TD-SCDMA 系统和 GSM 系统间进行系统间切换，而测试条件和测试方法大致相同。以第一种情况为例，测试条件为：网络侧存在 TD-SCDMA Cell A 和 GSM 小区 Cell B，Cell A 和 Cell B 在地理上和逻辑上均为相邻小区，UE 支持 GSM 和 TD-SCDMA 间的切换，且 USIM 卡中有 GSM 和 TD-SCDMA 系统的相关信息。

测试方法为：UE 在 TD-SCDMA 网络中开机，并处于 Cell A 的覆盖区内；UE 在 Cell A 中建立 AMR 呼叫，在 UE 和 Cell A 间建立无线链路；UE 由 Cell A 向 Cell B 移动，直至网络向 UE 发“从 UTRAN 切换”命令；UE 继续在 Cell B 中移动，以确认 UE 是否进入 Cell B；验证语音业务正常；UE 挂机，结束语音呼叫。

13.5.6 短消息

短消息是 UE 的常用功能之一。它的测试以业务功能为主。

1. *短消息发送*

测试内容包括以下几项。

（1）UE 发送短消息成功：验证 UE 可以发送短消息至短消息中心，同时在 UE 上显示发送成功，并且验证系统侧收到短消息并发送一个验证信息到 UE。

（2）UE 发送最大字节短消息成功：验证 UE 可以发送最大字节的短消息至短消息中心。

(3) UE发送短消息失败，业务不可用：验证UE始发短消息的业务没有在系统侧激活时，系统可以处理UE发起的短消息，并且通知UE发送短消息被拒绝，UE上应正确将此信息提示给用户。

(4) UE发送短消息失败，目的地址未知：验证UE试图将短消息发往未知目的地址时，系统正确响应，并且通知UE没有这个目的地址。UE应能正确将此信息提示给用户。

(5) UE发送短消息失败，系统不支持短消息业务：验证系统不支持短消息业务时，系统能够正确处理UE发来的短消息，并通知UE系统不支持短消息业务。UE应正确将此信息提示给用户。

(6) 短消息过程，网络状态报告：验证UE激活短消息过程中发送网络状态报告功能后，能得到状态报告。

2. 短消息接收

(1) UE接收短消息成功：验证处于空闲状态的UE可以成功接收短消息。

(2) UE接收最大字节短消息成功：验证处于空闲状态的UE可以成功接收超出被测UE最大字节的短消息。

(3) UE接收短消息失败（内存满）：验证系统持续发送多条短消息至UE，直至UE的短消息缓冲区溢出，从而无法接收短消息。

13.5.7 电路域数据业务（可视电话）

可视电话是3G应用的一个主要卖点，它的测试包括以下几项内容。

1. 被测UE做主叫

验证UE能够提供同步透明64kbit/s承载，成功发起可视电话业务。测试方法如下。

(1) 被测UE和UE B在网络中登记成功，并配置参数，承载业务为BS30，FNUR为64kbit/s透明。

(2) 被测UE和UE B支持CS域64kbit/s透明数据业务。

(3) 被测UE呼叫UE B，建立图像和话音连接。

(4) 验证通话正常，图像和语音较好。

(5) 结束通话。

2. 被测UE做被叫

验证UE能够提供同步透明64kbit/s承载，成功接受可视电话业务。测试方法如下。

(1) 被测UE和UE B在网络中登记成功，并配置参数，承载业务为BS30，FNUR为64kbit/s透明。

(2) 被测UE和UE B支持CS域64kbit/s透明数据业务。

(3) UE B呼叫被测UE，请求建立图像和话音连接。

(4) 被测UE接收请求，建立图像和语音连接。

(5) 验证通话正常，图像和语音较好。

(6) 结束通话。

3. 被测UE不支持可视电话业务时做被叫

验证UE不支持同步透明64kbit/s承载时，如果主叫用户发起一个可视电话，被测UE可以成功建立AMR语音业务。测试方法如下。

(1) 被测UE和UE B在网络中登记成功，并配置参数，承载业务为BS30，FNUR为64kbit/s透明。

(2) 被测 UE 不支持 CS 域 64kbit/s 透明数据业务，UE B 支持 CS 域 64kbit/s 透明数据业务。
(3) UE B 呼叫被测 UE，请求建立图像和话音连接。
(4) 被测 UE 只接受语音连接而拒绝图像连接。
(5) 验证通话正常。
(6) 结束通话。

13.5.8 并发业务

并发业务指多种业务同时运行。

1. 短消息业务与各种业务的并发

(1) UE 在 AMR 呼叫时发送基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在 AMR 呼叫时能成功发送基于电路域传送的短消息。

(2) UE 在 AMR 呼叫时接收基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在 AMR 呼叫时能成功接收基于电路域传送的短消息。

(3) UE 在 AMR 呼叫时发送基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在 AMR 呼叫时能成功发送基于分组域传送的短消息。

(4) UE 在 AMR 呼叫时接收基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在 AMR 呼叫时能成功接收基于分组域传送的短消息。

(5) UE 在 PS 通信时发送基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 PS 域通信时能成功发送基于电路域传送的短消息。

(6) UE 在 PS 通信时接收基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 PS 域通信时能成功接收基于电路域传送的短消息。

(7) UE 在 PS 通信时发送基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 PS 域通信时能成功发送基于分组域传送的短消息。

(8) UE 在 PS 通信时接收基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 PS 域通信时能成功接收基于分组域传送的短消息。

(9) UE 在 CS 数据（可视电话）通信时发送基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 CS 数据（可视电话）通信时能成功发送基于电路域传送的短消息。

(10) UE 在 CS 数据（可视电话）通信时接收基于电路域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 CS 数据（可视电话）通信时能成功接收基于电路域传送的短消息。

(11) UE 在 CS 数据（可视电话）通信时发送基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 CS 数据（可视电话）通信时能成功发送基于分组域传送的短消息。

(12) UE 在 CS 数据（可视电话）通信时接收基于分组域传送的短消息业务：验证 UE 正在进行 CS 数据（可视电话）通信时能成功接收基于分组域传送的短消息。

以情况（1）为例，其测试方法为：将 USIM 卡插入 UE 并开机，用 UE 呼叫一个可用的固定号码或其他可用的移动用户号码，使用 UE 发送点对点短消息。

2. AMR 语音和分组域的数据业务并发

可分为以下 3 种情况：AMR 语音+PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发，AMR 语音+PS 128 kbit/s 的承载组合业务并发，AMR 语音+ PS 384 kbit/s 的承载组合业务并发。它们的测试目的都是确认业务并发和预期结果一致。以第一种情况为例，测试方法为：将 USIM 卡分别插入 2 部 UE 并开机；如表 13-19[3] 所示同时发起 AMR 语音业务和 PS 64 kbit/s 业务；确认 AMR 通话质量正常，使用 PS 64 kbit/s 下载一个大文件（如使用 FTP 等），并使用相应的软件监测数据下载，

按照表 13-19 中的“断开”格中的内容断开相应的业务，并确认保留的业务继续正常进行。

表 13-19 AMR 语音+PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发测试参数表

测试	第一个呼叫	第二个呼叫	断 开
1	MO AMR 语音呼叫	MO PS 64 kbit/s	断开 AMR
2	MO PS 64 kbit/s	MT AMR 语音呼叫	断开 PS

3. 电路域的数据业务和分组域的数据业务组合业务并发

可分为以下 3 种情况：电路域透明数据（可视电话）+PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发，电路域透明数据（可视电话）+ PS 128 kbit/s 的承载组合业务并发，电路域透明数据（可视电话）+ PS 384 kbit/s 的承载组合业务并发。它们的测试目的都是确认业务并发和预期结果一致。以第一种情况为例，测试方法为：将 USIM 卡分别插入两部 UE 并开机，如表 13-20[3] 所示同时发起电路域透明数据业务（可视电话）和 PS 64 kbit/s 业务，确认电路域透明数据业务（可视电话）通话质量正常，使用 PS 64 kbit/s 下载一个大文件，并使用相应的软件监测数据下载，按照表 13-20 中的“断开”格中的内容断开相应的业务，并确认保留的业务继续正常进行。

表 13-20 电路域透明数据（可视电话）+PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发业务测试参数表

测试	第一个呼叫	第二个呼叫	断 开
1	MO电路域透明数据业务	MO PS 64 kbit/s	断开电路域透明数据业务
2	MO PS 64 kbit/s	MT电路域透明数据业务	断开PS

4. 两个分组域的数据业务组合业务并发

可分为以下 6 种情况：

（1）PS 64 kbit/s + PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发

（2）PS 64 kbit/s + PS 128 kbit/s 的承载组合业务并发

（3）PS 64 kbit/s + PS 384 kbit/s 的承载组合业务并发

（4）PS 128 kbit/s + PS 128 kbit/s 的承载组合业务并发

（5）PS 128 kbit/s + PS 384 kbit/s 的承载组合业务并发

（6）PS 384 kbit/s + PS 384 kbit/s 的承载组合业务并发

它们的测试目的都是确认业务并发和预期结果一致。以第一种情况为例，其测试方法为：

将 USIM 卡分别插入两部 UE 并开机，如表 13-21[3]所示发起两个 PS 64 kbit/s 业务，使用 PS 64 kbit/s 下载一个大文件（如使用 FTP 等），并使用相应的软件监测数据下载，按照表 13-21 中的“断开”格中的内容断开相应的业务，并确认保留的业务继续正常进行。

表 13-21 PS 64 kbit/s + PS 64 kbit/s 的承载组合业务并发测试参数表

测试	第一个呼叫	第二个呼叫	断 开
1	MO PS 64 kbit/s	MO PS 64 kbit/s	PS 64 kbit/s
2	MO PS 64 kbit/s	MT PS 64 kbit/s	PS 64 kbit/s

5. 增值业务与典型呼叫类业务的并发

也可分为以下 8 种情况：

（1）多媒体短消息（MMS）+ AMR 语音组合业务并发

（2）多媒体短消息（MMS）+电路域透明数据（可视电话）组合业务并发

（3）多媒体短消息（MMS）+ PS 域的承载组合业务并发

(4) WAP + AMR 语音组合业务并发
(5) WAP +电路域透明数据（可视电话）组合业务并发
(6) WAP+PS 域的承载组合业务并发
(7) 定位+AMR 语音组合业务并发
(8) 定位+电路域透明数据（可视电话）组合业务并发

13.5.9 呼叫性能

UE 的最重要功能仍然是语音功能，它的测试包括以下几个部分。

1. 发起呼叫成功率

测试目的是验证 UE 发起 AMR 语音呼叫的接入成功率。测试方法如下。

(1) 选择一条测试路线，要求在这条路线上应可以遇到以下情况：切换、导频受到干扰、覆盖区信号偏低以及多径衰落，但应避免硬切换。

(2) 将 USIM 卡插入 UE，在覆盖区内开机。

(3) 沿行驶路线进行测试。

(4) 令 UE 开始发起 AMR 语音业务。验证通话正常，挂机后重复发起呼叫，每次呼叫间隔数秒。

(5) 统计呼叫成功率，测试结果应达到 95%的置信度，呼叫次数不应超过 500 次。

(6) 对于记录的呼叫失败，应确定失败原因。与 TD-SCDMA 射频链路无关的接入失败，例如拨号器错误或由 PSTN 引发的接入失败，应不予计数。

2. 被叫成功率

测试目的是验证 UE 被叫的 AMR 语音呼叫的接入成功率。测试方法同上。

3. 发起并发业务成功率

UE 在 PS 通信时发起 AMR 呼叫的成功率的测试目的是验证 UE 在已有 PS 域业务连接的情况下，发起 AMR 呼叫的接入成功率。测试方法如下。

(1) 选择一条测试路线，要求在这条路线上应可以遇到以下情况：切换、导频受到干扰、覆盖区信号偏低以及多径衰落，但应避免硬切换。

(2) 将 USIM 卡插入 UE，在覆盖区内开机。

(3) 沿行驶路线进行测试。

(4) 令 UE 发起一个 PS 域 64 kbit/s 呼叫。

(5) 令 UE 发起 AMR 语音业务。验证通话正常，验证 UE 的 PS 域业务不受影响。继续保持 PS 域业务，UE 挂机后重复发起呼叫，每次呼叫间隔数秒。

(6) 统计呼叫成功率，测试结果应达到 95%的置信度，呼叫次数不应超过 500 次。

(7) 对于记录的呼叫失败，应确定失败原因。与 TD-SCDMA 射频链路无关的接入失败，例如拨号器错误或由 PSTN 引发的接入失败，应不予计数。

UE 在 PS 通信时接听 AMR 呼叫的成功率的测试目的是验证 UE 在已有 PS 域业务连接的情况下，接听 AMR 呼叫的接入成功率。测试方法同上。

UE 在 PS 通信时发起电路域数据业务（可视电话）的成功率，其测试目的是验证 UE 在已有 PS 域业务连接的情况下，发起电路域数据业务（可视电话）的接入成功率。测试方法同上。

UE 在 PS 通信时接听电路域数据业务（可视电话）的成功率，测试目的是验证 UE 在已有 PS 域业务连接的情况下，接听电路域数据业务（可视电话）的接入成功率。测试方法同上。

UE 在 AMR 语音通信时发起的 PDP 上下文激活和去激活的成功率，测试目的是验证 UE 在

已有 AMR 语音业务连接的情况下，激活 PDP 上下文，并且释放 PDP 上下文后还能保持 AMR 语音业务。测试方法同上。

4. 长时间呼叫保持能力

UE 在 AMR 呼叫时长时间呼叫保持能力的测试目的是验证 UE 对 AMR 呼叫的长时间保持能力。测试方法如下。

（1）选择一条测试路线，要求在这条路线上应可以遇到以下情况：导频受到干扰、覆盖区信号偏低以及多径衰落，但应避免硬切换。

（2）将 USIM 卡插入 UE，在覆盖区内开机。

（3）沿行驶路线进行测试。

（4）令 UE 发起一个 AMR 语音业务呼叫，一直保持通话状态。

（5）当通话时长超过 30 min 后，即可断掉。

UE 在 PS 通信时长时间呼叫保持能力的测试目的是验证 UE 对 PS 域呼叫的长时间保持能力。测试方法同上。

UE 在 CS 数据（可视电话）通信时长时间呼叫保持能力的测试目的是验证 UE 对 CS 数据（可视电话）的保持能力。测试方法同上。

13.6　可靠性测试

可靠性是影响 UE 性能的一个重要指标，也是用户购买产品的一个重要考虑因素。它的测试包括以下几个部分。

13.6.1　电压

UE 制造商应提供终端所能承受的最高电压和最低电压，以及比较准确的因手机电量不足而自动关机的电压。

13.6.2　高低温

1. 低温

手持台、车载台、固定无线接入台、数据卡及其他终端不包装、不通电，温度达到−10℃±3℃，温度稳定后持续 4 h，然后对以下项目进行测试。

（1）UE 最大输出功率；

（2）频率误差；

（3）开环功率控制；

（4）最小输出功率；

（5）发射关功率；

（6）发射开关时间模板；

（7）邻道泄露抑制比 ACLR；

（8）误差矢量幅度 EVM；

（9）峰值码域误差 PCDE；

（10）参考灵敏电平。

试验后进行话音通信检查，话音通信及各项业务功能应能正常进行。

2. 高温

手持台、车载台、固定无线接入台、数据卡及其他终端不包装、不通电，温度达到 55℃ ±2℃ ，

温度稳定后持续 4 h，测试项目同上。

13.6.3 恒定湿热

手持台、车载台、固定无线接入台、数据卡及其他终端不包装、不通电，放入试验箱中，使试验箱温度达到 40℃±2℃，湿度达到 90%～95%，温度稳定后持续 48 h，测试项目同上。

13.6.4 振动

手持台、车载台应直接或借助安装夹具固定在冲击台上，机内应装上所配套的电池。将手持台、车载台按照表 13-22[1]所示的要求进行振动。测试项目同上。

表 13-22 手持台、车载台的振动参数

频　率	随机振动 SAD（加速度谱密度）
5~20 Hz	0.96 m^2/s^3
20~500 Hz	0.96 m^2/s^3（20 Hz 处），其他 −3dB/倍频程

13.6.5 跌落

将手持台通电但不包装放置在试验规定高度 1.0 m 的平面上，让其自由跌落在混凝土表面上，每个面向下跌落 2 次，6 面共计 12 次。对于显示屏可见面积不小于机壳正面表面积 40%或 25 cm^2 的手持台，将其通电但不包装放置在试验规定高度 0.5 m 的平面上，让其自由跌落在混凝土表面上，每个面向下跌落 2 次，6 面共计 12 次，然后进行检测。

试验后进行外观检查和语音通信检查，手持台不应有损坏，话音通信及各项业务功能应能正常进行。

13.6.6 按键

将 UE 不包装不开机固定在测试设备上，以不小于 0.6 N 的力按任意选定的一个数字键，按压的速率为 40~60 次/分钟，按压 10 万次。试验完成后检查该键的外观和功能。按键外观应无开裂破损，按键功能应正常。

13.6.7 翻盖（滑盖）寿命

将 UE 不包装不开机固定在测试设备上，以 25~35 次/分钟的速率折叠、滑动及旋转 5 万次。试验完成后检查折叠、滑动及旋转结构的外观和功能。折叠、滑动及旋转结构外观应无开裂破损，功能应正常。对于可旋转翻盖结构，除翻盖需达到使用 5 万次、翻盖外观应无开裂破损、翻盖顺畅外，可旋转部分其旋转次数应达到使用 3000 次后旋转自如，功能正常。

13.7 电池、充电器测试

13.7.1 电池性能

各种锂电池性能应按照 GB/T 18287-2000《蜂窝电话用锂离子电池总规范》[5]的要求进行测试，锂电池安全要求应满足 YD 1268.1-2003《移动通信手持机锂电池的安全要求和试验方法》[6]的要求。

电池性能测试满足的前提条件是网络的 TD-SCDMA 信号强度在 UE 天线连接处 P-CCPCH

接收信号码功率为−75 dBm。

测试包括电源外观、充电性能、放电性能和安全性能等。

1. 电源外观

用目测法检查被测电池的外观，并检查电池与蜂窝电话或模拟装置配合情况，应符合以下要求：电池外表面清洁，无机械损伤，触点无锈蚀，具有必需的产品标识，开机应工作正常，锁扣可靠。

具体的，产品标识一般应有：产品名称、型号、标称电压、额定容量、充电限制电压、执行标准编号、正负极性、制造日期或批号、制造厂名、商标和警示说明，其中允许将执行标准编号、厂址、邮编和联系电话标识在包装或使用说明书中。

2. 连续低倍率充电性能

完全充电的电池芯以额定的低倍率电流 $0.01C_5A$ 持续充电28天。试验后应不起火、不爆炸、不漏液。

3. 放电性能

首先对电池按如下规定充电：在环境温度20℃±5℃的条件下，以 $0.2C_5A$ 或 $1C_5A$ 充电，当电池端电压达到充电限制电压时，改为恒压充电，直到充电电流小于或等于 $0.01C_5A$，最长充电时间不大于8小时，停止充电。

（1）$0.2C_5A$ 放电性能。电池按规定充电后搁置半小时到一小时，在20℃±5℃的温度下以 $0.2C_5A$ 电流放电到终止电压。电池的放电时间应不低于5小时。

（2）$1C_5A$ 放电性能。电池按规定充电后搁置半小时到一小时，在20℃±5℃的温度下以 $1C_5A$ 电流放电到终止电压。电池的放电时间应不低于51分钟。

4. 安全性能

下述试验应在有强制排风条件及防爆措施的装置内进行。在试验前所有电池都要按规定充电，并搁置24小时后再进行以下试验。

（1）重物冲击。电池放置于冲击台上，将10 kg重锤自1 m高度自由落下，冲击已固定在夹具中的电池（电池的面积最大的面应与台面垂直），电池允许发生变形，但应不起火、不爆炸。

（2）热冲击。电池放置于热箱中，温度以（5 ℃±2 ℃）/min的速率升至150 ℃±2 ℃并保温30 min，电池应不起火、不爆炸。

（3）过充电。本项试验应在拆除电池外保护线路后进行。将接有热电偶的电池置于通风橱中，连接正负极于一恒流恒压电源，调节电流至 $3C_5A$、电压为 $n\times10$ V，然后对电池以 $3C_5A$ 充电，直到电池电压为 $n\times10$ V，电流降到接近0。试验过程中监视电池温度变化，当电池温度下降到比峰值低约10 ℃时，结束试验。电池应不起火、不爆炸。

（4）短路。本项试验应在拆除电池外保护线路后进行。将接有热电偶的电池置于通风橱中，短路其正负极（线路总电阻不大于50 mΩ），试验过程中监视电池温度变化，当电池温度下降到比峰值低约10 ℃时，结束试验。电池应不起火、不爆炸，电池的外部温度不得高于150 ℃。

13.7.2 充电器安全性

充电器的安全性应满足YD 1268.2-2003《移动通信手持机锂电池充电器的安全要求和试验方法》[7]的要求。主要测试项目如下。

1. 说明和标牌的要求

（1）一般要求。厂家应向用户提供足够的资料，以确保用户在按厂家的规定使用时，不会

引起本标准范围内的危险。应使用标准简体中文书写。标记应是耐久和醒目的，不应轻易被揭掉，不应出现卷边。

（2）说明书。厂家应提供必要的使用说明书，对充电器在操作、维修、运输或贮存时有可能引起危险的情况提醒用户特别注意。

2. 外壳表面温度试验

充电器额定工作 2 小时后，测量其外壳表面温度变化小于 1 ℃/h 即认为温度稳定，此时测量其外壳表面温升应小于 50 ℃。

3. 输出短路保护试验

将充电器输出短路，充电器应能自动保护，故障排除后应能自动恢复工作。

4. 绝缘试验

（1）绝缘电阻试验。在常温条件下，用绝缘电阻测试仪直流 500 V 电压，对充电器一次电路对地、二次电路对地、一次电路对二次电路进行测试，充电器的绝缘电阻均应不低于 2 MΩ。

（2）绝缘强度试验。用耐压测试仪对充电器进行绝缘强度试验。充电器必须是在进行完绝缘电阻试验并符合要求后才能进行绝缘强度的试验。将一次电路对外壳、一次电路对二次电路承受 50 Hz、有效值为 1500 V 的交流电压（漏电流小于等于 10 mA）；二次电路对地承受 50 Hz、有效值为 500 V 的交流电压（漏电流不大于 10 mA）。试验持续时间为：试验电压从小于一半规定电压值处逐步升高，达到规定电压值时持续一分钟。试验后应达到：一次电路对外壳、一次电路对二次电路应能承受 50 Hz、有效值为 1500 V 的交流电压（漏电流不大于 10 mA）一分钟；二次电路对地应能承受 50 Hz、有效值为 500 V 的交流电压（漏电流不大于 10 mA）一分钟，且两者均无击穿、无飞弧现象。

5. 耐热及防火试验

进行本试验时可能会冒出有毒的烟雾，在适用的情况下，试验可以在通风柜中进行，或者在通风良好的房间内进行，但是不能出现可能使试验结果无效的气流。

试验火焰应利用本生灯获得，本生灯灯管内径为 9.5 mm±0.5 mm，灯管长度从空气主进口处向上约为 100 mm。本生灯要使用热值约为 37 MJ/m^3 的燃气。应调节本生灯的火焰，使本生灯处于垂直位置，同时空气进气口关闭时，火焰的总高度约为 20 mm。火焰顶端应与样品接触，烧 30 s，然后移动火焰停烧 60 s，再在同一部位烧 30 s。

在试验期间，当试验火焰第二次撤离后，样品延续燃烧不应超过一分钟，且样品不应完全烧尽。

13.8 EMC、SAR 测试

13.8.1 EMC 测试

为了避免各种电子设备直接的相互干扰，电磁兼容（EMC）测试是非常必要的。

通信系统的 EMC 设计是该系统在指定的电磁环境 EME（ElectroMagnetic Environment）下正常工作的保证。EMC 的定义是系统或者设备在规定的 EME 下能够按照设计要求正常工作，且不影响其他系统或设备正常工作。对通信系统进行 EMC 设计，首先要对系统所处的 EME 确定出 EMC 指标，包括系统在 EME 下正常工作的 EMC 指标和本系统对其他系统造成干扰的 EMC 指标。

EMC 测试本身包括 EMI（电磁骚扰）和 EMS（电磁敏感度）两个方面的测试。EMI 又分为射频和工频两类测试。射频类测试项目包括传导和辐射两项。射频传导采用屏蔽室测试方法，

可以细分为电压和功率两项测试。传导电压标准遵循CISPR11、14、15、22标准，传导功率标准遵循CISPR11、14标准。射频辐射采用电波暗室测试，遵循CISPR11、22、IEC60571标准。工频类测试项目主要采用实验室测试，工频测试分谐波和闪烁两项测试。工频谐波选用IEC6100-3-2标准，工频闪烁选用IEC6100-3-3标准。

EMS分为瞬变、射频、低频磁场、电源质量4类测试项目。瞬变类测试项目采用实验室测试，分为经典、瞬变脉冲和浪涌，分别遵循IEC6100-4-2、IEC6100-4-4和IEC6100-4-5三项标准。射频类项目分为传导和辐射类两项测试。而低频磁场类测试项目分为脉冲磁场和工频磁场两类，分别遵循IEC6100-4-9和IEC6100-4-8标准。而电源质量类测试分为跌落、中断、电压变化三项测试。

EMC的设计主要是指为抑制干扰而采取的预防性措施，以达到电磁兼容的目的。一般性的手段有三种[8]：接地、屏蔽和滤波。

接地是指将机壳与大地相连，使得由于静电感应积累在机壳上的电荷通过大地泄放，防止这些电荷形成高压，避免产生火花放电造成干扰。通常，处于地面的通信系统要与大地相通。接地也与屏蔽相结合，有效防止电磁场由一个区域向另一个区域传播。接地除了能抑制干扰耦合之外，还为系统提供一个公共参考点位，并能保证人身和设备的安全。根据国际电磁兼容组织提出的建议，接地的概念还应包括非参照基准（即隔离）的内容，也即阐明哪些情况需要接地，哪些不需要接地，以切断地线电流，避免潜在的干扰因素。

屏蔽主要分为有点屏蔽、磁屏蔽和电屏蔽3种。屏蔽是指在两个空间区域间采用高导磁率或高导电率的材料进行隔离，控制以辐射场或者感应场形式出现的干扰信号在两个空间区域间进行传播。屏蔽的性能与采用的屏蔽材料密切相关，主要有栅栏材料、导电衬垫材料以及器件屏蔽材料等。栅栏材料包括屏蔽窗材料和通风材料等，常作为设备指示灯、显示屏和通风口的屏蔽。通信设备和系统为了便于维修和安装，通常采用抽屉和插板的结构形式，抽屉和插板与机箱接触不良则会使屏蔽性能下降，此时应使用导电衬垫材料。

滤波是抑制干扰、实现电磁兼容通常采用的一种方法。为了防止辐射干扰，通常在干扰源的出入口处进行滤波，如发送部分或者接受部分。为抑制传导干扰和公共阻抗耦合引起的干扰，也会在供电线路的各个节点部分进行滤波，在控制线路上进行入线滤波和平衡滤波等。

移动通信网各环节的EMC设计主要包括信道的EMC设计、发射设备的EMC设计和接收设备的EMC设计。信道的EMC设计需要根据电波传播模型，为信道的抗干扰特性留有一定的余量，也即需要对发射机的发射功率加以限制。通常进行信道设计时，接收机参考灵敏度应等于或优于10 μV，发射机的功率余量不能大于20%。

发射机的EMC设计主要从频率误差、最大允许发射带宽、谐波与乱真反射、发射天线、电磁发射和电磁敏感度这5个方面考虑。频率误差主要是指在规定的电源电压和环境温度内发射极的射频频率误差不能超过一定的限制。最大允许发射带宽为满足传送信号的要求而不过多占用频谱。发射机的谐波与杂波抑制是一项重要的EMC指标，谐波与杂波的发射可能是其他接收机的重要干扰源。发射天线应该在满足覆盖的情况下尽可能减小波束宽度，并有效抑制旁瓣。电磁发射和电磁敏感度是指除天线之外的一切干扰发射和电磁环境的适应能力应满足相关的要求。

接收设备的EMC设计主要考虑选择性与散杂响应、互调抑制、散杂辐射和接收天线。选择性与散杂响应是指除接受规定带宽内的有用信号外不得对其他所有频率产生响应。互调抑制是主要的接收机互调干扰类型；互调干扰是通信系统中的重要干扰之一，是由接收机的输出端在大信号的作用下发生过载而进入非线性工作区所致。杂散辐射是指接收机天线除接收信号外，

又向空间发射电磁信号，这种现象主要由接收机本振等频率源的非功能辐射产生。定向接收天线的波束和副瓣要求与发射机的基本相同。接收机的本振误差和电磁发射、电磁敏感度要求都与发射机相同。

具体应用到移动通信中的 EMC 测试主要包括以下这些项目：

（1）辐射杂散骚扰；

（2）辐射连续骚扰；

（3）传导连续骚扰；

（4）谐波电流；

（5）电压波动和闪烁；

（6）瞬态传导骚扰（车载环境）；

（7）静电放电抗扰度；

（8）辐射骚扰抗扰度；

（9）电快速瞬变脉冲群抗扰度；

（10）浪涌（冲击）抗扰度；

（11）RF 场感应的传导骚扰抗扰度；

（12）电压暂降和短时中断抗扰度；

（13）工频磁场抗扰度；

（14）瞬变与浪涌（车载环境）；

（15）总辐射功率。

被测设备测试工作模式包括业务模式（语音业务，数据业务）和空闲模式两种。相应地，被测设备有两种测试工作状态：

（1）语音模式，与 TD-SCDMA 基站模拟器建立语音通信连接；

（2）数据模式，与 TD-SCDMA 基站模拟器按被测设备规定的数据建立数据通信连接。对于双模终端，分别在 GSM 和 TD-SCDMA 模式下单独测试。

13.8.2 SAR 测试

SAR（Specific Absorption Rate，比吸收率）值是目前国际上普遍采用的 RF 安全标准，是指单位质量的人体组织所吸收或消耗的电磁功率，单位为 W/kg。我国渐渐加强了对于移动终端安全方面的测试，SAR 方面的测试也将逐步开展。

SAR 测试是经由手机所产生的无线电波能量，通过测试设备来量度究竟人体吸收了多少电磁波辐射。TD-SCDMA 终端的 SAR 测试的检验依据为 YD/T 1644.1-2007《手持和身体佩戴使用的无线通信设备对人体的电磁照射——人体模型、仪器和规程第 1 部分：靠近耳边使用的手持式无线通信设备的 SAR 评估规程（频率范围 300MHz～3GHz）》[9]。其测试要求及方法与 GSM 手机的要求和测试方法相同。对于双模终端，分别在 GSM 和 TD-SCDMA 模式下单独测试。

SAR 测量系统主要由人体模型、电子测量仪器、扫描定位系统和被测设备夹具等组成。测量应通过自动定位的迷你小型场强探头测量模型内部的电场分布来进行。根据测得的场强值计算出 SAR 的分布以及峰值空间平均 SAR。

测量的实验室环境条件、模型规格、SAR 测量设备规格、扫描系统规格、设备夹具规格等都必须达到评估规程的标准。然后，还要进行测量准备，包括基本准备（如组织模拟液的介电特性的测量等）、系统检查、待测无线设备的准备、无线设备相对于模型的定位（贴脸和倾斜位置）、测量频率的选取等。

测量流程如下。

（1）在靠近发射频段中心频率的信道上按下列情况测量：所有被测设备位置（模型左侧和右侧的贴脸和倾斜位置）；每一位置的所有配置，例如天线的伸缩等；每一位置、每一配置和每一频段下所有的工作模式，例如模拟或数字等。测量的具体步骤详见参考文献[9]的 6.3 节。如果测量频率超过 3 个，那么应在所有频率下按照上述配置进行测量。

（2）按照（1）确定的最大峰值空间平均 SAR 的状态，在其他的测量频率下进行测量，比如最低频率和最高频率。另外，对于（1）确定的其他状态（被测设备位置、配置和工作模式），如果其空间峰值 SAR 在限值要求 3 dB 以内，建议也在其他测量频率下进行测量。

（3）考察所有数据，确定（1）和（2）所找到的峰值空间平均 SAR 最大值。

（4）使用外推法、内插法、平均算法和寻找最大值法对 SAR 测量数据进行后处理。

（5）总体考虑，对 SAR 值测量的不确定度进行评估。

（6）完成测量报告。

根据 ITU 和 FCC 推荐的衡量手机辐射的技术标准 SAR 值的要求，手机的电磁辐射必须在国际权威卫生组织认证的许可范围以内。ITU 标准限值为 2.0 W/kg，FCC 标准限值为 1.6 W/kg。

参考文献

[1] YD/T 1539-2006. 移动通信手持机可靠性技术要求和测试方法. 2006.

[2] YD/T 1368.1-2006. 2GHz TD-SCDMA 数字蜂窝移动通信网 终端设备测试方法 第一部分：基本功能、业务和性能测试. 2006.

[3] YD/T 1368.2-2006. 2GHz TD-SCDMA 数字蜂窝移动通信网 终端设备测试方法 第二部分：网络兼容性测试. 2006.

[4] YD/T 1780-2008. 2GHz TD-SCDMA 数字蜂窝移动通信网 终端设备协议一致性测试方法. 2008.

[5] GB/T 18287-2000. 蜂窝电话用锂离子电池总规范. 2000.

[6] YD 1268.1-2003. 移动通信手持机锂电池的安全要求和测试方法. 2003.

[7] YD 1268. 2-2003. 移动通信手持机锂电池充电器的安全要求和试验方法. 2003.

[8] 杨萍，许良凤，夏杨. 移动通信系统的电磁兼容性设计. 合肥工业大学学报. 2005，第六期.

[9] YD/T 1644.1-2007. 手持和身体佩戴使用的无线通信设备对人体的电磁照射——人体模型、仪器和规程第 1 部分：靠近耳边使用的手持式无线通信设备的 SAR 评估规程（频率范围 300MHz～3GHz）. 2007.

缩 略 语

A

AAL（ATM Adaptation Layer，ATM 适配层）

AC（Admission Control，接纳控制）

ACIR（Adjacent Channel Interference Ratio，邻道干扰功率比）

ACK（ACKnowledgement，确认指示）

ACLR（Adjacent Channel Leakage Ratio，邻道泄漏功率比）

ACS（Adjacent Channel Selectivity，邻道选择性）

ALCAP（Access Link Control Application Protocol，接入层链路控制应用协议）

AM（Acknowledged Mode，确认模式）

AMC（Adaptive Modulation and Coding，自适应调制编码）

AMD（Acknowledged Mode Data，确认模式数据）

ARQ（Automatic Repeat Request，自动重传请求）

ASC（Access Service Class，接入服务等级）

ATM（Asynchronous Transfer Mode，异步传递模式）

AUC（AUthentication Center，鉴权中心）

AUTN（AUthentication TokeN，鉴权标记）

B

BC（BroadCast，广播）

BCH （Broadcast CHannel，广播信道）

BCCH（Broadcast Control CHannel，广播控制信道）

BCFE（Broadcast Control Functional Entity，广播控制功能实体）

BER（Bit Error Rate，误码率）

BGCF（Breakout Gateway Control Function，穿透网关控制功能）

BH（Baton Handover，接力切换）

BLER（BLock Error Ratio，误块率）

BMC（Broadcast/Multicast Control，广播/多播控制）

BO（Buffer Occupancy，缓存器占用）

BSS（Base Station Subsystem，基站子系统）

C

CBS（Cell Broadcast Service，小区广播业务）

CC（Chase Combining，Chase 合并）

CC（Call Control，呼叫控制）

CCCH（Common Control CHannel，公共控制信道）

CCTrCH（Coded Composite Transport CHannel，码组合传输信道）

CDD（Cyclic Delay Diversity，循环延迟分集）

CDF（Cumulative Distribution Function，累积分布函数）

CDMA（Code Division Multiple Access，码分多址）

CIR（Carrier to Interference Ratio，载干比）

CK（Cipher Key ，加密密钥）

CM（Connection Management，接入管理）

CN（Core Network，核心网）

CP（Cyclic Prefix，循环前缀）

CPC（Continuous Physical CHannel，公共物理信道）

CPCH（Continuous Packet Connectivity，持续性包连接）

CQI（Channel Quality Indicator，信道质量指示符）

CRC（Cyclic Redundancy Check，循环冗余校验）

CRNC（Controlling Radio Network Controller，控制 RNC）

C-RNTI（Cell Radio Network Temporary Identifier，小区无线网络临时标识）

CRRI（Code Resource Related Information，码资源相关信息）

CS（Cell Selection，小区选择）

CS（Circuit Switch，电路交换）

CSCF（Call Session Control Function，呼叫会话控制功能）

CTCH（Common Traffic CHannel，公共业务信道）

CW（Continuous Wave，连续波）

D

DCA（Dynamic Channel Allocation，动态信道分配）

DCCH（Dedicated Control CHannel，专用控制信道）

DCFE（Dedicated Control Functional Entity，专用控制功能实体）

DCH（Dedicated CHannel，专用信道）

DDI（Data Description Indicator，数据描述指示）

DL（DownLink，下行链路）

DL-SCH（DownLink Shared CHannel，下行共享信道）

DoA（Direction of Arrival，波达方向）

DPCH（Dedicated Physical CHannel，专用物理信道）

DRNC（Drift Radio Network Controller，漂移 RNC）
DRNS（Drift Radio Network Subsystem，漂移 RNS）
DRX（Discontinuous Reception，非连续接收）
DSCH（Downlink Shared CHannel，下行共享信道）
DTCH（Dedicated Traffic CHannel，专用业务信道）
DTX （Discontinuous Transmission，不连续发送）
D-TxAA（Dual-stream Transmit Adaptive Array，双数据流发射自适应天线阵列）
DwPTS（Downlink Pilot Time Slot，下行导频时隙）

E

E-AGCH（E-DCH Absolute Grant CHannel，E-DCH 绝对授权信道）
ECSN（E-AGCH Cyclic Sequence Number ，E-AGCH 循环序列号）
E-DCH（Enhanced Dedicated CHannel，增强专用信道）
E-HICH（E-DCH Hybrid ARQ Indicator CHannel，增强 HARQ 指示确认信道）
EIR（Equipment Identity Register，设备识别寄存器）
EIRP（Effective Isotropic Radiated Power，有效各向同性辐射功率）
EMC（ElectroMagnetic Compatibility，电磁兼容性）
EME（ElectroMagnetic Environment，电磁环境）
EPC（Evolved Packet Core，演进的分组核心网）
ePDG（enhanced Packet Data Gateway，增强分组数据网关）
E-PUCH（E-DCH Physical Uplink CHannel，增强上行物理信道）
E-RNTI（E-DCH Radio Network Temporary Identifier，E-DCH 无线网络临时标识）
E-RUCCH（E-DCH Random Access Uplink Control CHannel，增强上行随机接入控制信道）
ETS （Executable Test Suite，可执行测试集）
E-UCCH（E-DCH Uplink Control CHannel，增强型上行控制信道）
E-UTRA（Evolved Universal Terrestrial Radio Access，增强型通用陆地无线接入）
E-UTRAN（Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network，增强型通用陆地无线接入网）
EVM（Error Vector Magnitude，误差矢量幅度）

F

FA（Full Automatic，全自动）
FACH（Forward Access CHannel，前向接入信道）
FCA（Fixed Channel Allocation，固定信道分配）
FCS（Fast Cell Selection ，快速小区选择）
F-DCA（Fast Dynamic Channel Allocation，快速动态信道分配）
FDD（Frequency Division Duplex，频分双工）
FDMA（Frequency Division Multiple Access，频分多址）
FEC（Forward Error Correction，前向纠错编码）
FER（Frame Error Rate，误帧率）
FIR（Full Incremental Redundancy，全增量冗余）
FPACH（Fast Physical Access CHannel，快速物理接入信道）
FPLMTS（Future Public Land Mobile Telecommunication System，未来公用陆地移动通信系统）

G

GGSN（Gateway GPRS Support Node，网关 GPRS 支持节点）
GI（Guard Interval，保护间隔）
GoS（Grade of Service，服务等级）
GP（Guard Period，保护间隔）
GPRS（General Packet Radio Service，通用分组无线业务）
GSM（Global System for Mobile communications，全球移动通信系统）

H

HARQ（Hybrid Automatic Repeat Request，混合自动重传请求）
HC（Handover Control，切换控制）
HCA（Hybrid Channel Allocation，混合信道分配）
HCSN（HS-SCCH Cyclic Sequence Number，HS-SCCH 循环序列号）
HLBS（Highest priority Logical channel Buffer Status，最高优先级逻辑信道缓存区状态）
HLID（Highest priority Logical channel ID，最高优先级逻辑信道 ID）
HLR（Home Location Register，归属位置寄存器）
HPLMN（Home Public Land Mobile Network，本地公用陆地移动网络）
HS-DSCH（High Speed Downlink Shared CHannel，

高速下行共享信道）

HS-PDSCH（High Spered Physical Downlink Shared CHannel，高速物理下行共享信道）

HS-SCCH（High Speed Shared Control CHannel，高速共享控制信道）

HS-SICH（High Speed Shared Information Channel，高速共享信息信道）

HSDPA（High Speed Downlink Packet Access，高速下行分组接人）

HSUPA（High Speed Uplink Packet Access，高速上行分组接人）

I

IE（Information Element，信息单元）

ICI（Inter-Carrier Interference，载波间干扰）

IK（Integrity Key，完整性码）

IMS（IP Multimedia Subsystem，IP 多媒体子系统）

IMSI（International Mobile Subscriber Identification，国际移动用户标识）

IR（Incremental Redundancy，增量冗余）

ISI（Inter-Symbol Interference，符号间干扰）

ITU（International Telecommunication Union，国际电信联盟）

IWF（InterWorking Function，互操作功能）

J

JD（Joint Detection，联合检测）

L

LA（Location Area，位置区域）

LAI（Location Area Identity，位置区域标识）

LAC （Link Access Control，链路接入控制）

LAC （Location Area Code，位置区编码）

LC（Load Control，负载控制）

LCR（Low Chip Rate，低码片速率）

LDPC（Low-Density Parity-check Code，低密度奇偶校验码）

LTE（Long Time Evolution，长期演进）

M

MAC（Medium Access Control，媒介接入控制）

MAHO（Mobile-Assisted HandOff，移动设备辅助切换）

MAI（Multiple Access Interference，多址干扰）

MBMS（Multimedia Broadcast Multicast Service，多媒体广播多播业务）

MCCH（Multicast Control CHannel，多播控制信道）

MCH（Multicast CHannel，多播信道）

MCHO（Mobile-Controlled HandOff，移动设备控制切换）

MCL（Minimum Coupling Loss，最小耦合损耗）

MCM（Multi-Carrier Modulation，多载波调制）

MCS（Modulation and Coding Scheme，调制编码方案）

ME（Mobile Equipment，移动设备）

MGW（Media GateWay，媒体网关）

MIB（Master Information Block，主信息块）

MM（Mobility Management，移动性管理）

MME（Mobility Management Entity，移动性管理实体）

MMSE（Minimum Mean Square Error，最小均方误差）

MIMO（Multiple-Input Multiple-Output，多输入多输出）

MP（Magnifying Power，功率放大）

MRFC（Media Resource Function Controller，多媒体资源功能控制器）

MRFP（Media Resource Function Processor，多媒体资源功能处理器）

MS（Mobile Station，移动台）

MSC（Mobile Switching Center，移动业务交换中心）

MT（Mobile Terminal，移动终端）

MTCH（Multicast Traffic CHannel，广播多播业务信道）

MUX（Multiplexer，乘法器）

N

NACK（Non-ACKnowledgement，非确认指示）

NAHO（Network-Assisted HandOff，网络辅助切换）

NAS （Non Access Stratum，非接入层）

NBAP（Node B Application Part ，Node B 应用部分）

NCHO（Network-Controlled HandOff，网络控制切换）

NF（Noise Figure，噪声系数）

NNI（Network Node Interface，网络节点接口）

O

OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，正交频分复用）

OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access，正交频分多址）

OVSF（Orthogonal Variable Spreading Factor，正交变量扩频因子）

P

PAPR（Peak to Average Power Ratio，峰均比）
PBCH（Physical Broadcast CHannel，物理广播信道）
PC（Power Control，功率控制）
PCCH（Paging Control CHannel，寻呼控制信道）
P-CCPCH（Primary Common Control Physical CHannel，主公共控制物理信道）
PCFICH（Physical Control Format Indicator CHannel，物理控制格式指示信道
PCH（Paging CHannel，寻呼信道）
PCI（Precoding Control Indicator，预编码控制信息）
PCRF（Policy and Charging Rules Function，策略和计费规则功能）
PDCCH（Physical Downlink Control CHannel，物理下行控制信道）
PDCP（Packet Data Convergence Protocol，分组数据汇聚协议
PDF（Policy Decision Function，策略判决功能）
PDP（Packet Data Protocol，分组数据协议）
PDSCH（Physical Downlink Shared CHannel，物理下行共享信道）
PDU（Protocol Data Unit，协议数据单元）
PF（Proportional Fair，比例公平）
PHICH（Physical Hybrid ARQ Indicator CHannel，物理下行HARQ指示信道）
PHY（PHysical Layer，物理层）
PICH（Paging Indicator CHannel，寻呼指示信道）
PIR（Partial Incremental Redundancy，部分增量冗余）
PLMN（Public Land Mobile Network，公共陆地移动网络）
PMCH（Physical Multicast CHannel，物理多播信道）
PNCFE（Paging and Notification Control Functional Entity，寻呼及通告功能实体）
PICS（Protocol Implementation Conformance Statement，协议实现一致性说明）
PRACH（Physical Random Access CHannel，物理随机接入信道）
PRB（Physical Resource Block，物理资源块）
PS（Packet Scheduling，分组调度）
PS（Packet Switch，分组交换）
PSK（Phase Shift Keying，相移键控）
P-TMSI（Packet Temporary Mobile Subscriber Identity，分组临时移动用户身份标识）
PTS（Programmable Terminal System，可编程终端系统）
PUCCH（Physical Uplink Control CHannel，物理上行控制信道）
PUSCH（Physical Uplink Shared CHannel，物理上行共享信道）
PVC（Permanent Virtual Circuit，永久虚电路）

Q

QAM（Quadrature Amplitude Modulation，正交幅度调制）
QoS（Quality of Service，服务质量）
QPSK（Quaternary Phase Shift Keying，正交相移键控）

R

RA（Routing Area，路由区域）
RAB （Radio Access Bearer，无线接入承载）
RAC （Routing Area Code，路由区编码）
RACH（Random Access CHannel，随机接入信道）
RAI（Routing Area Identity，路由区域标识）
RAN（Radio Access Network，无线接入网）
RANAP（Radio Access Network Application Part，无线接入网络应用部分）
RAND（RANDom number，随机数（用于用户鉴权）
RAT（Radio Access Technology，无线接入技术）
RB（Radio Bear，无线承载）
RB（Resource Block，资源块）
RBC（Radio Bear Control，无线承载控制）
RDI（Resource Duration Indicator，资源持续时间指示）
RE（Resource Element，资源单元）
RFCI（RAB sub- Flow Combination Indicator，RAB 子流组合指示）
RFE（Routing Functional Entity，路由功能实体）
RL（Radio Link，无线链路）
RLC（Radio Link Control，无线链路控制）
RLS（Radio Link Surveillance，无线链路监测）
RM（Resource Management，资源管理）
RNC（Radio Network Controller，无线网络控制器）

RNS（Radio Network Subsystem，无线网络子系统）
RNSAP（Radio Network Subsystem Application Part，无线网络子系统应用部分）
RNTI（Radio Network Temporary Identity，无线网络临时标识）
ROT（Rise Over Thermal，背景噪声提升）
RPLMN（Registered Public Land Mobile Network，登记的公共陆地移动网络）
RR（Round Robin，循环调度）
RRC（Radio Resource Control，无线资源控制）
RRM（Radio Resource Management，无线资源管理）
RS（Reference Symbol，导频参考符号）
RSCP（Received Signal Code Power，接收信号码功率）
RSN（Retransmission Sequence Number，重传序列号）
RV（Redundancy Version，冗余版本）

S

SA（Smart Antenna，智能天线）
SABP（Service Area Broadcast Protocol，业务域广播协议）
SAE（System Architecture Evolution，系统构架演进）
SAP（Service Access Point，业务接入节点）
SB（Scheduling Block，调度块）
SCCP（Signaling Control Connection Part，信令连接控制部分）
S-CCPCH（Secondary Common Control Physical CHannel，辅公共物理控制信道）
SC-FDMA（Single-Carrier FDMA，单载波频分多址）
SCFE（Shared Control Function Entity，共享控制功能实体）
SCTP（Stream Control Transmission Protocol，流控制传输协议）
S-DCA（Slow Dynamic Channel Allocation，慢速动态信道分配）
SDMA（Space Division Multiple Access，空分多址）
SDR（Software Defined Radio，软件无线电）
SDU（Service Data Unit，业务数据单元）
SF（Spreading Factor，扩频因子）
SFBC（Space Frequency Block Coding，空频块码）
SGSN（Serving GPRS Support Node，服务 GPRS 支持节点）
SGW（Serving GateWay，服务网关）
SHCCH（SHared Control CHannel，共享控制信道）
SI（Scheduling Information，调度信息）
SIB（System Information Block，系统信息块）
SID（Size Index Identifier，大小指示标识符）
SIM（Subscriber Identity Module，用户识别模块）
SIR（Signal-to-Interference Ratio，信号干扰比）
SLF（Subscriber Location Function，用户定位功能）
SMpSDU（Support Mode for predefined SDU size，预定义 SDU 大小的支持模式）
SNPL（Serving and Neighbor Cell Pathloss，服务小区和邻小区路径损耗）
SONET（Synchronous Optical NEtwork，光纤同步网）
SP（Switching Point，转换点）
SR（Selective Repeat，选择重传）
SRNC（Serving Radio Network Controller，服务 RNC）
SRNS（Serving Radio Network Subsystem，服务 RNS）
S-RNTI（Serving Radio Network Temporary Identifier，服务无线网络临时标识）
SRS（Sounding Reference Symbol，探测导频参考符号）
SS（Supplementary Management，补充业务）
SS（Synchronisation Shift，同步偏移）
SS（System Simulator，系统模拟器）
SSS（Switching SubSystem，交换子系统）
SVC（Switched Virtual Circuit，交换虚电路）

T

TA（Tracking Area，跟踪区域）
TB（Transport Block，传输块）
TBS（Transmit Block Set，传输块集）
TDD （Time Division Duplex，时分双工）
TDMA（Time Division Multiple Access，时分多址）
TD-SCDMA（Time Division Synchronous Code Division Multiple Access，时分－同步码分多址）
TEBS（Total E-DCH Buffer Status，总 E-DCH 缓存区状态）
TF（Transmission Format，传输格式）
TFC（Transport Format Combination，传输格式组合）
TFCI（Transport Format Combination Indicator，传输格式组合指示）
TFCS（Transport Format Combination Set，传输格式组合集）
TFRI（Transport Format Resource Indicator，传输格式资源指示）
TM（Transparent Mode，透明模式）
TME（Transfer Mode Entity，传输模式实体）

TMSI（Temporary Mobile Subscriber Identity，移动用户暂时识别码）

TPC（Transmit Power Control，传输功率控制）

TrCH（Transmit Channel，传输信道）

TSN（Transmit Sequence Number，传输序列号）

TrM（Transparent Mode，透明模式）

TTI（Transmission Time Interval，传输时间间隔）

TTP（Traffic Termination Point，业务结束点）

U

UE（User Equipment，用户设备）

UICC（Universal Integrated Circuit Card，通用集成电路卡）

UIM（User Identity Model，用户识别模块）

UL（UpLink，上行链路）

UL-SCH（UpLink Shared CHannel，上行共享信道）

UM（Unacknowledged Mode，非确认模式）

UMB（Ultra Mobile Broadband，超高速移动宽带）

UMTS（Universal Mobile Telecommunications System，通用移动通信系统）

UP（User Plane，用户平面）

UpPCH（Uplink Pilot CHannel，上行导频信道）

UpPTS（Uplink Pilot Time Slot，上行链路导频时隙）

URA（User Registration Area，注册区标识）

USCH（Uplink Shared CHannel，上行共享信道）

USIM（UMTS Subscriber Identity Module，UMTS 用户识别模块）

UTRAN（UMTS Terrestrial Radio Access Network，UMTS 陆地无线接入网）

V

VC（Virtual Connection，虚连接）

VF（Version Flag，版本标识）

VLR（Visitor Location Register，拜访位置寄存器）

VPLMN（Visited Public Land Mobile Network，拜访的公共陆地移动网络）

VRB（Virtual Resource Block，虚拟资源块）

W

WCDMA（Wideband Code Division Multiple Access，宽带码分多址）

WiMAX（Worldwide interoperability for Microwave Access，全球微波接入互操作）

X

XRES（eXpected RESponse，用户响应期望）

Z

ZF-BLE（Zero Forcing Block Linear Equalization，迫零块线性均衡）

TD-SCDMA及其增强和演进技术

3G时代已经到来。作为我国自主研发的3G标准，TD-SCDMA已经得到国内外众多电信运营商和设备厂商的支持。在中国，TD-SCDMA更成为最大的移动通信公司中国移动3G网络的技术标准，已经进入商业运营阶段。

本书是一本系统阐述TD-SCDMA及其增强和演进技术的通信教材，是作者多年从事TD-SCDMA及其增强和演进技术研究和开发的成果总结。全书共分为13章，从网络结构、系统接口、信令流程、无线资源管理、TD-SCDMA的增强和演进技术、干扰分析、网络规划以及终端入网测试等多个方面对TD-SCDMA进行了较为全面的阐述，在展示TD-SCDMA各个版本不断发展的过程中，通过对相关技术的分析，使读者能够透彻理解标准演进的技术背景，自信应对各种技术挑战。

本书内容贴近实际，兼顾通信技术原理，适合作为高等院校通信专业教材，也可作为移动通信工程师以及对TD-SCDMA感兴趣的业内人士的参考指南。

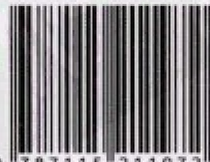
王亚峰 博士，北京邮电大学信息与通信学院副教授，硕士生导师，北邮—高通无线通信联合研究中心技术骨干，IEEE会员，中国电子学会高级会员。长期从事无线通信系统基础理论、3G和B3G系统关键技术研究和性能评估。承担过7项国家级项目、2项省部级项目、5项国际合作项目和8项企业合作项目。近5年来在国内外重要学术刊物上发表研究论文30余篇，参与编写专业图书7本，申请国家发明专利17项、PCT国际发明专利2项。





本书相关信息请访问：图灵网站 http://www.turingbook.com
读者/作者热线：(010) 51095186
反馈/投稿/推荐信箱：contact@turingbook.com

分类建议：通信/移动通信
人民邮电出版社网址 www.ptpress.com.cn



ISBN 978-7-115-21197-2/TN
定价：49.00元